



2

Manual
de
utilizare

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

AUTOMATICA

ELECTRONICA

INFORMATICA

MANAGEMENT

SERIA PRACTICĂ



Seria PRACTICĂ

- Automatică
- Informatică
- Electronică
- Management

- E. Samat: Tehnica reglării. Manual practic
 S. Bajureanu, A. Băldescu, M. Epure, I. Burlacu: Elemente și sisteme automate pneumatice
 I. Flores: Practica programării calculatoarelor
 F. G. Shinsky: Practica sistemelor de reglare automată
 E. J. McCarty ș.a.: Sistemele integrate de prelucrare a datelor în conducerea activității economice
 M. Dumitrescu, P. Isac, P. Turcu, M. Ene (coordonatori): Organizarea conducerii, producției și muncii
 C. Simbotin și Cl. Tanasiciuc: Comutația statică în automată
 M. K. Starr: Conducerea producției. Sisteme și sinteze
 V. Crăciunoiu ș.a.: Elemente de execuție
 A. Vlădescu ș.a.: Radioreceptoare
 M. Mayer: Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutație forțată
 G. Mollgen: Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea
 L. Zamfirescu și I. Oprescu: Automatizarea cuptoarelor industriale
 I. Papadache: Automatica aplicată, ediția I-a și a II-a
 Șt. Alexandru: Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului
 Lisickin V. A.: Prognoza tehnico-științifică în ramurile industriei
 G. Raymond: Tehnica televiziunii în culori
 J. J. Samueli, J. Pignarel, A. Sarazin: Instrumentația electronică în fizica nucleară
 T. Homoș: Capacitatea de producție în construcția de mașini
 S. Radu, D. Filoti: Centrale telefonice automate
 R. Stere ș.a.: Tranzistoare cu efect de cîmp
 D. N. Shapiro: Proiectarea radioreceptoarelor
 V. Antonescu, M. Popovici: Ghid pentru controlul statistic al calității
 V. Baltac ș.a.: Calculatorul FELIX C-256. Structură și programare
 G. Sonea, Sileșchi M.: Creșterea planificată a productivității muncii
 R. L. Morris: Proiectarea cu circuite integrate TTL
 A. Brilliantov: Calculul și construcția televizoarelor portabile
 Kaoru Ishikawa: Controlul de calitate pentru maștri și șefi de echipe
 Magnus Radke: 222 măsuri pentru reducerea costurilor
 I. Stăncioiu: Eficiența economică a asimilării de utilaje noi
 G. Lajtha: Proiectarea rețelelor de telecomunicații
 A. Vătășescu, ș.a.: Dispozitive semiconductoare. Manual practic
 Ch. Jones: Design. Metode și aplicații
 E. S. Buffa: Conducerea modernă a producției, vol. I și II
 D. W. Davies, D. L. Barber: Rețele de interconectarea calculatoarelor
 Gh. Baștiurea ș.a.: Comanda numerică a mașinilor-unelte
 P. Vezeanu, Șt. Pătrașcu: Măsurarea temperaturii în tehnică
 T. Penescu, V. Petrescu: Măsurarea presiunii în tehnică
 P. Popescu, P. Mihorăa: Măsurarea debitului în tehnică
 P. Vezeanu: Măsurarea nivelului în tehnică
 A. Nadolo: Măsurarea volumului și cantității lichidelor în industrie
 N. Sprinceană: Automatizări discrete în industrie
 A. Vătășescu, ș.a.: Circuite integrate Manual de utilizare vol. I
 C. Hidoș, P. Isac (coordonatori): Studiul muncii, I—VIII
 C. Hidoș: Analiza și proiectarea circuitelor informaționale în unități economice
 P. Constantinescu, V. Negoită: Sistemele informatice, modele ale conducerii și sistemelor conduse
 Gh. Pisdu, Toma A., Mihăescu I.: Elaborarea și implementarea sistemelor informatice
 V. Pescaru ș.a.: Fișiere, baze și bănci de date
 I. Ceaușu ș.a.: SDV. Conducerea activității de concepție, fabricație, gestiune
 D. Patrîche: Marketing industrial
 B. Twiss: Inovare tehnologică
 C. J. Richards: Sisteme de afișare și transmitere a datelor

M. BODEA
A. VĂTĂȘESCU
A. HARTULAR
Ș. LUNGU
N. MARINESCU
A. A. VILD-MAIOR

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

Manual de utilizare
Vol. II



Editura tehnică
București 1980

PREFAȚĂ

Primirea favorabilă de care s-a bucurat primul volum din seria pe care dorim să o publicăm a constituit un puternic stimulent pentru autorii care lucrează la această carte.

Cel de-al doilea volum grupează circuitele integrate liniare folosite în TELEVIZOARELE produse de întreprinderea ELECTRONICA în ultimii 2—3 ani. Sînt tratate aici atît circuitele din care IPRS BĂNEASA a fabricat cantități importante, cum ar fi TAA 550, TDA 440, TBA 950, TAA 661, cît și circuitele mai noi TBA 120 și SAS 560S/570S care vor fi folosite în producția de mare serie începînd din 1981. TDA 1170, deși nu a fost încă introdus în fabricație tinde să devină o soluție standard în televizoarele alb-negru.

În forma actuală, manualul prezintă pentru fiecare circuit destinația, descrierea amănunțită a schemei electrice, definirea și măsurarea parametrilor la fabricant și la utilizatorul cu o dotare tehnică mai redusă, aplicațiile tipice precum și alte circuite cunoscute care realizează aceeași funcție.

Definirea acestui program complet de circuite TV, proiectarea și realizarea lor cu succes a absorbit total eforturile pasionate ale unui colectiv relativ redus, pe o durată de cîțiva ani. Problemele cele mai grele au apărut abia după construirea primelor prototipuri de televizoare cu circuite integrate. Nenumărate efecte secundare precum și interacțiunile dintre diferitele componente și blocuri ale unui televizor au cerut noi eforturi proiectanților de circuite și televizoare pentru definirea unor noi parametri sau criterii de selecție. Odată mai mult, dialogul continuu între fabricantul de dispozitive și utilizator s-a dovedit benefic, în ciuda dificultăților care s-au făcut uneori simțite de a găsi un limbaj comun. Dorința de a fi obiectivi ne obligă să afirmăm că mai sînt încă aspecte incomplet clarificate la interfața circuit integrat-televizor. Aceasta este o explicație pentru absența prezentării exhaustive a cauzelor defectării circuitelor într-un televizor. Este foarte greu de separat contribuția componentelor externe, a descărcărilor din tubul cinescop, a manipulării incorecte a modulelor și a multor altor cauze între care se numără și defectele inițiale ascunse ale circuitelor integrate, imposibil de detectat la momentul zero.

Experiența cîștigată a permis coordonatorilor M. Bodea și A. Vătășescu o organizare și o expunere, sperăm, mai unitară a materialului, o adresare mai precisă a paragrafelor. Sfera cititorilor interesați cuprinde acum inginerii proiectanți, inginerii și tehnicienii care lucrează în rețeaua de service, studenții și elevii de tot felul dornici de a se informa, de a învăța tehnică nouă.

Materialele de bază au fost elaborate de următorii specialiști de la IPRS BĂNEASA.

Ș. Lungu	STABILIZATOR PENTRU SELECTOARE CU VARICAPURI; AMPLIFICATOR-LIMITATOR ȘI DEMODULATOR SUNET;
A. Hartular	AMPLIFICATOR DE FI, DEMODULATOR ȘI PREAMPLIFICATOR VIDEO;
N. Marinescu	SINCROPROCESOR TV;
A.A. Vild-Maior	CIRCUIT PENTRU BALEIAJ VERTICAL; COMUTATOR SENZORIAL.

O contribuție deosebită la acest volum a avut-o E. STATNIC care abordând cu aceeași tenacitate principiile și detaliile și-a presărat lectura sa atentă cu sugestii de completări și îmbunătățiri primite cu entuziasm de autori.

La IPRS BĂNEASA se elaborează într-un an mai multe circuite decât putem să prezentăm la nivelul de exigență pe care îl dorim. Acordând prioritate absolută producției am rămas în urmă cu scrisul. Volumul următor va cuprinde câteva circuite de cel mai mare interes pentru industrie: β E 555 Temporizator universal, TBA 315 Temporizator auto, β AA 145 Comandă în fază a tiristoarelor, β SM 230 Traductor magnetic, β A 726 Tranzistoare termostatare.

Din cauza limitărilor de spațiu au fost omise pentru moment amplificatoarele operaționale β A 741, β M 324, β M 3900, deja prezente în numeroase aplicații. În aceeași situație se află și regulatoarele integrate LM 100, β A 723, LM 105, LM 104, β A 78XX, LM 340, β M 399. Toate aceste circuite vor fi cuprinse în volume ulterioare.

AUTORII

București, 1 august 1980

CUPRINS

<i>Prefață</i>	5
CAPITOLUL 1. TAA 550 — STABILIZATOR PENTRU SELECTOARE CU VARICAPURI	
1.1. Prezentarea circuitului	11
1.1.1. Destinație	11
1.1.2. Rolul circuitului	11
1.2. Schema electrică	13
1.2.1. Descrierea schemei	13
1.2.2. Regimul de curent continuu	13
1.2.3. Caracteristica curent-tensiune a circuitului	16
1.2.4. Coeficientul de variație cu temperatura al ten- sionii V_Z	18
1.2.5. Rezistența dinamică	19
1.3. Parametri	24
1.3.1. Performanțele circuitului	24
1.3.2. Măsurări la fabricant	28
1.3.3. Măsurări la utilizator	32
1.4. Aplicații	32
1.4.1. Indicații de utilizare	32
1.4.2. Schemă de utilizare	34
1.5. Alte circuite	36
BIBLIOGRAFIE	37
CAPITOLUL 2. TDA 440 — AMPLIFICATOR DE FI, DEMODULATOR ȘI PREAMPLIFICATOR VIDEO	
2.1. Prezentarea circuitului	38
2.1.1. Destinație	38
2.1.2. Schema bloc	38
2.2. Schema electrică	41
2.2.1. Descrierea funcționării circuitului integrat TDA 440	41
2.2.2. Amplificatorul de FI	46
2.2.3. Demodulatorul MA sincron	54
2.2.4. Preamplificatorul semnalului video	58
2.2.5. Circuitul de comandă al RAA	60
2.2.6. Câștigul global al circuitului TDA 440	70
2.3. Parametri	73
2.3.1. Performanțele circuitului	73
2.3.2. Măsurări la fabricant	75
2.3.3. Măsurări la utilizator	79
2.3.4. Solicitarea termică a circuitului TDA 440	80

2.4. Modulul de <i>FI</i> realizat cu circuitul <i>TDA 440</i>	81
2.4.1. Reglaje pentru asigurarea funcționării corecte a circuitului <i>TDA 440</i> în modulul de <i>FI</i>	84
2.4.2. Reguli pentru utilizarea corectă a circuitului <i>TDA 440</i> în modulul de <i>FI</i>	86
2.5. Alte circuite	87
<i>BIBLIOGRAFIE</i>	88

CAPITOLUL 3. *TBA 950*, *TBA 940* — SINCROPROCESOR TV

3.1. Prezentarea circuitului	89
3.1.1. Destinație	89
3.1.2. Schema bloc	90
3.2. Schema electrică	99
3.2.1. Blocul de alimentare stabilizată	99
3.2.2. Separatorul impusurilor de sincronizare	104
3.2.3. Integratorul	108
3.2.4. Comparatorul și etajul de ieșire cadre	113
3.2.5. Oscilatorul de linii	114
3.2.6. Limitatorul de tensiune	121
3.2.7. Comparatorul de fază CP_1	124
3.2.8. Funcționarea buclei de reglare a oscilatorului ..	126
3.2.9. Blocul de coincidență	130
3.2.10. Comparatorul de fază CP_2	135
3.2.11. Formatorul	136
3.2.12. Etajul de ieșire linii	139
3.2.13. Reglajul fazei	142
3.3. Parametri	142
3.3.1. Performanțele circuitului	142
3.3.2. Măsurări la fabricant	142
3.3.3. Măsurări la utilizator	149
3.4. Aplicații	151
3.4.1. Etaj final de baleiaj orizontal	151
3.4.2. Schemă de utilizare a circuitului <i>TBA 950</i>	158
3.4.3. Componente externe critice	159
3.5. Alte circuite	162
<i>BIBLIOGRAFIE</i>	168

CAPITOLUL 4. *TDA 1170* — CIRCUIT PENTRU BALEIAJUL VERTICAL

4.1. Prezentarea circuitului	169
4.1.1. Destinație	169
4.1.2. Schema bloc	170
4.2. Schema electrică	171
4.2.1. Stabilizatorul	174
4.2.2. Oscilatorul și sincronizarea	176
4.2.3. Generatorul de tensiune liniar variabilă și ampli- ficatorul tampon	186
4.2.4. Amplificatorul de transconductanță	193
4.2.5. Generatorul de comandă a întoarcerii spotului ..	199
4.2.6. Regimul termic	209

4.3. Parametri	211
4.3.1. Performanțele circuitului	211
4.3.2. Măsurări la fabricant	211
4.3.3. Măsurări la utilizator	217
4.4. Aplicații	218
4.5. Alte circuite	222
BIBLIOGRAFIE	233
CAPITOLUL 5. TAA 661 — AMPLIFICATOR-LIMITATOR ȘI DEMODULATOR PENTRU CALEA DE SUNET	
5.1. Prezentarea circuitului	234
5.1.1. Caracterizare generală	234
5.1.2. Schema bloc	235
5.2. Schema electrică	237
5.2.1. Regimul de curent continuu	237
5.2.2. Regimul dinamic	255
5.3. Parametri	266
5.3.1. Performanțe	266
5.3.2. Măsurări la fabricant	269
5.3.3. Măsurări la utilizator	273
5.4. Aplicații	274
5.4.1. Amplificatorul de FI sunet în televizorul cu circuite integrate	274
5.4.2. Radioreceptor pentru modulația de frecvență ..	277
5.5. Alte circuite	279
5.5.1. TBA 120S	279
5.5.2. TBA 120U, TBA 120T	285
BIBLIOGRAFIE	293
CAPITOLUL 6. SAS 560S, SAS 570S COMUTATOR SENZORIAL	
6.1. Prezentarea circuitului	295
6.2. Schema electrică	295
6.2.1. Stabilizatorul	297
6.2.2. Amplificatorul de intrare	297
6.2.3. Circuitul basculant bistabil RS	300
6.2.4. Comutatoarele	302
6.2.5. Circuitul de prioritate	307
6.2.6. Extinderea numărului de canale	309
6.3. Parametri	309
6.3.1. Măsurări la fabricant	309
6.3.2. Măsurări la utilizator	312
6.4. Aplicații	313
6.5. Alte circuite	315
6.5.1. SAS 580/SAS 590	316
6.5.2. SAS 5800/SAS 5900	317
6.5.3. SAS 6800/SAS 6810	318
BIBLIOGRAFIE	318
ANEXĂ: DIMENSIUNILE CAPSULELOR CIRCUITELOR INTEGRATE	319

TAA 550

Stabilizator pentru selectoare cu varicapuri

1.1. Prezentarea circuitului

1.1.1. Destinație

Circuitul integrat monolitic TAA 550 este un stabilizator de tensiune fixă conceput pentru a fi folosit în montajele de foarte înaltă frecvență (*FIF*) și ultra înaltă frecvență (*UIF*)* din aparatura radio și TV.

El este echivalent din punct de vedere electric și constructiv cu tipurile: ZTK 33 (*ITT*); TAA 550, BZ 550 (*THOMSON-CSF*, *MULLARD*, *MISTRAL*); TAA 940 (*TELEFUNKEN*); TBA 271 (*SGS-ATES*) UL 1550L (*UNITRA-CEMI*).

Circuitul TAA 550 se comportă ca o diodă Zener, menținând la bornele sale o tensiune independentă de variațiile tensiunii de alimentare și temperaturii mediului ambiant în cadrul unor limite care vor fi specificate ulterior. Datorită acestei proprietăți, el poate fi utilizat în aplicații care necesită o sursă de tensiune de referință.

Capsula utilizată este metalică, de tip TO-18/2 cu două terminale (vezi tabelul 1.1 și anexa).

1.1.2. Rolul circuitului

Circuitul integrat TAA 550 a fost realizat pentru a se putea satisface, fără complicații de schemă și cu o bună reproductibilitate, cerințele de stabilitate impuse frecvenței oscilatorului local al blocurilor UUS din receptoarele radio și al selectoarelor *FIF* și *UIF* din receptoarele TV care utilizează diode varicap.

La acestea acordul se face prin modificarea tensiunii de polarizare a diodelor varicap. Rezultă cerința evidentă ca polarizarea diodei varicap să fie independentă de variațiile tensiunii de alimentare și ale temperaturii ambiante.

* Se utilizează și prescurtările *VHF* și *UHF* corespunzătoare inițialelor cuvintelor englezești *very high frequency* și respectiv *ultra high frequency*.

Practic, se constată că o modificare care nu depășește 300 kHz în *FIF* și 500 kHz în *UIF* a frecvenței oscilatorului local nu influențează vizibil calitatea imaginii¹. Pentru o frecvență de 800 MHz a oscilatorului local o variație de 500 kHz înseamnă o stabilitate în frecvență de aproximativ $6 \cdot 10^{-4}$.

Pentru schemele de selector folosite uzual această valoare impune pentru tensiunea de polarizare a diodelor varicap — considerată ca sursă unică a instabilității oscilatorului local — o stabilitate mai bună de $1,5 \cdot 10^{-3}$.

În figura 1.1 este prezentată o schemă de alimentare stabilizată în care se folosește o diodă Zener obișnuită, de exemplu *PL 33Z*. Această schemă este tipică pentru selectoarele realizate înainte de apariția circuitului *TAA 550*.

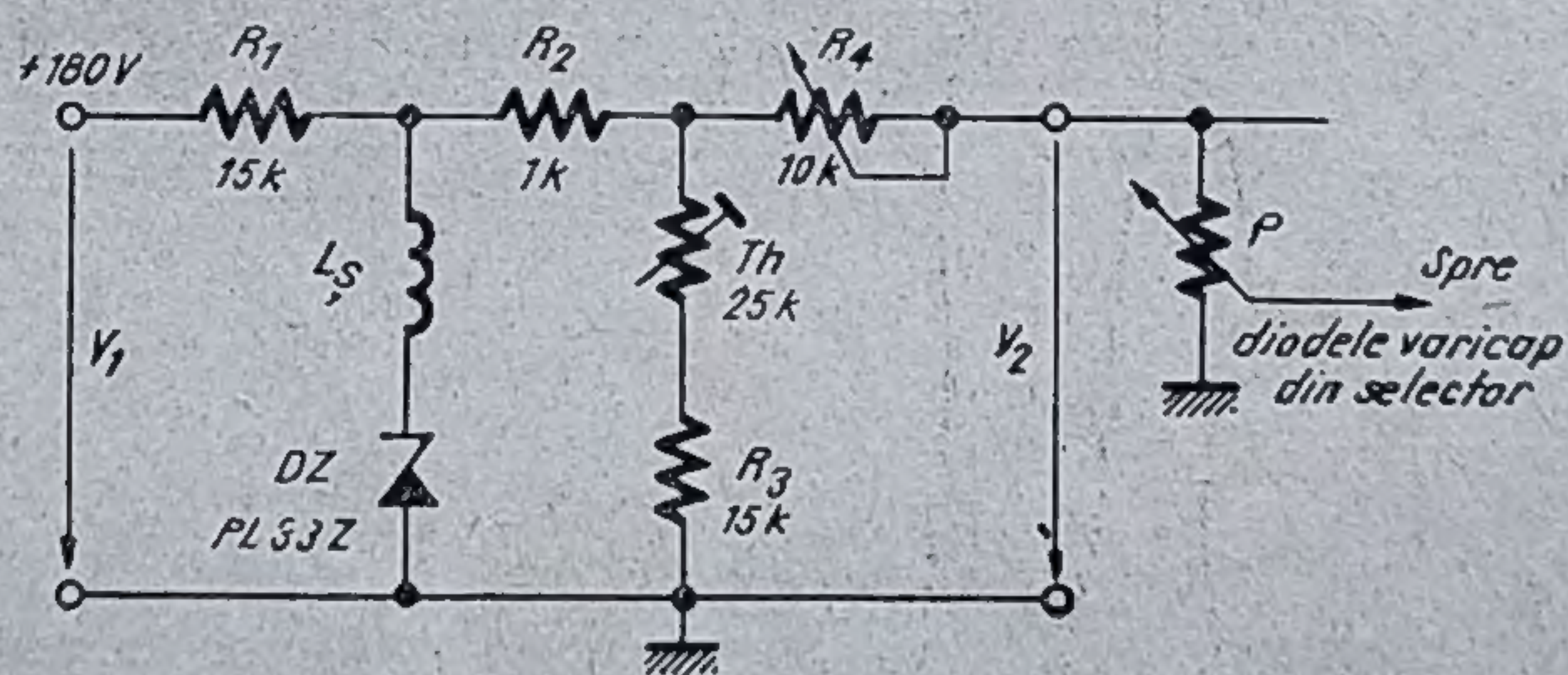
Rezistența R_1 și dioda Zener *DZ* alcătuiesc un stabilizator obișnuit derivație. Bobina L_s constituie un filtru pentru componentele de înaltă frecvență ale zgomotului generat de dioda Zener.

Din considerente de factor de acoperire (dinamica valorii frecvenței oscilatorului local) tensiunea de polarizare a diodelor varicap trebuie să poată fi variată în gama 1 ... 28 V.

Pentru a se obține o tensiune V_2 cu o valoare de aproximativ 28 V, alimentarea schemei se face de la o tensiune V_1 de circa 180 V (În general V_1 reprezintă una din tensiunile continue de alimentare a celorlalte blocuri ale televizorului sau radioreceptorului).

Rezistențele R_2 , R_3 și termistorul *Th* realizează compensarea variațiilor tensiunii V_2 , determinate de variația temperaturii ambiante. Termistorul *Th* este plasat în vecinătatea geometrică și eventual chiar în contact termic cu dioda *DZ*.

Rezistența reglabilă R_4 permite modificarea în limite strânse a valorii tensiunii V_2 , limita superioară admisă fiind de regulă 28 V.

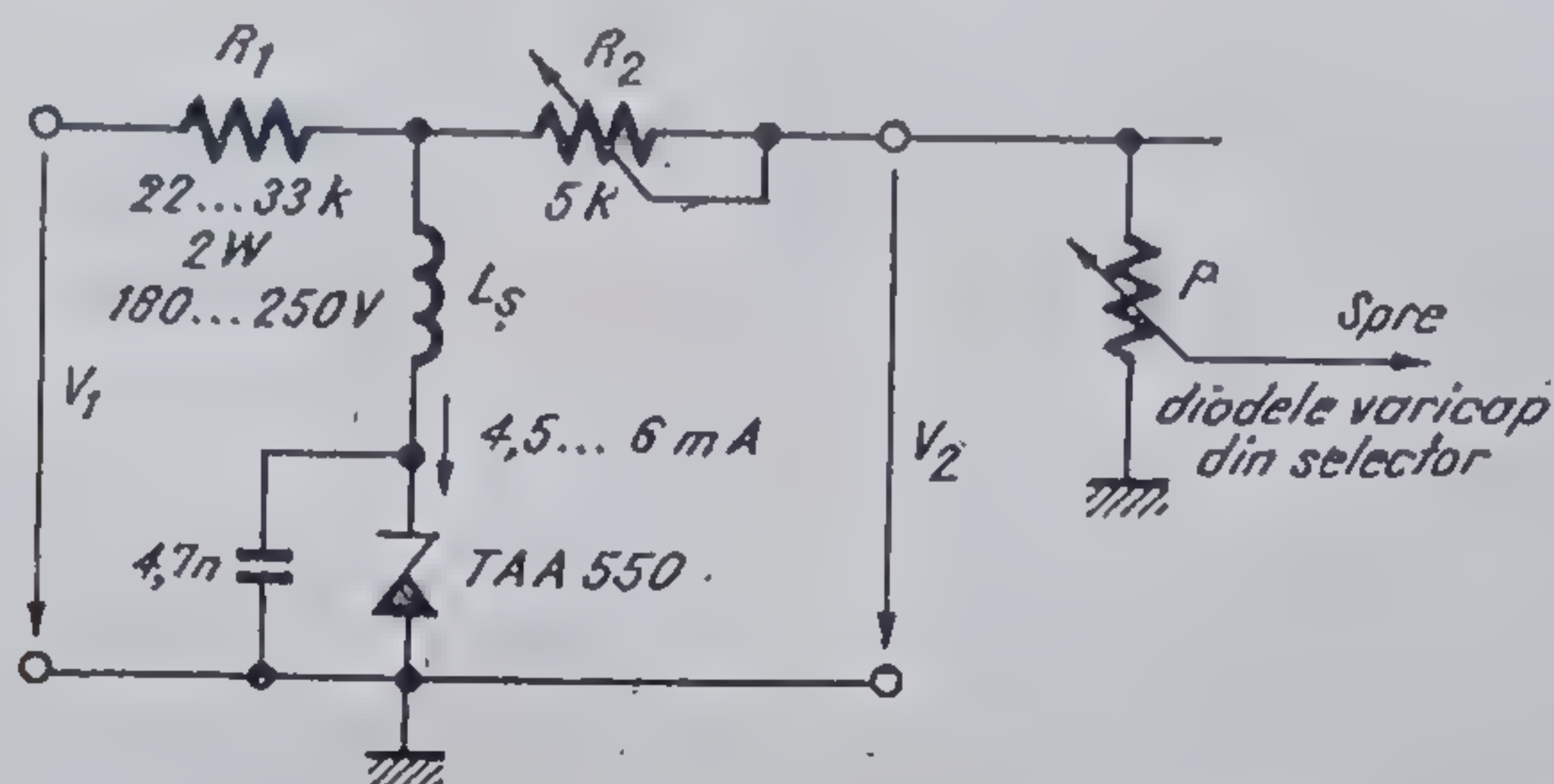


1.1. Schema unui stabilizator pentru selectoare cu varicapuri realizat cu diodă Zener.

Pentru valorile din figură se poate ajunge la o stabilitate globală de aproximativ $20/_{00}$ în gama de temperatură 25 ... 45°C.

Acordul se realizează prin modificarea tensiunii de polarizare a diodelor varicap, din potențiometrul *P*.

La această schemă de alimentare stabilizată cu diodă Zener gradul de stabilitate este puternic influențat de precizia elementelor R_2 , R_3 , *Th*, ceea ce constituie un dezavantaj major.



1.2. Schema unui stabilizator pentru selectoare cu varicapuri realizat cu circuitul integrat TAA 550.

Eliminarea acestui dezavantaj se realizează prin utilizarea în locul diodei Zener a circuitului integrat TAA 550 care nu mai necesită compensări termice exterioare. Prin utilizarea circuitului TAA 550 schema din figura 1.1 se reduce la schema prezentată în figura 1.2.

Ca și în schema precedentă, inductanța L_s și capacitatea C blochează componentele de înaltă frecvență (peste 10 MHz) ale zgomotului specific oricărui dispozitiv de tip Zener. Eliminarea acestor componente spectrale este necesară deoarece altfel ar apărea o modulație parazită a semnalului de FIF sau UIF provocată de zgomot.

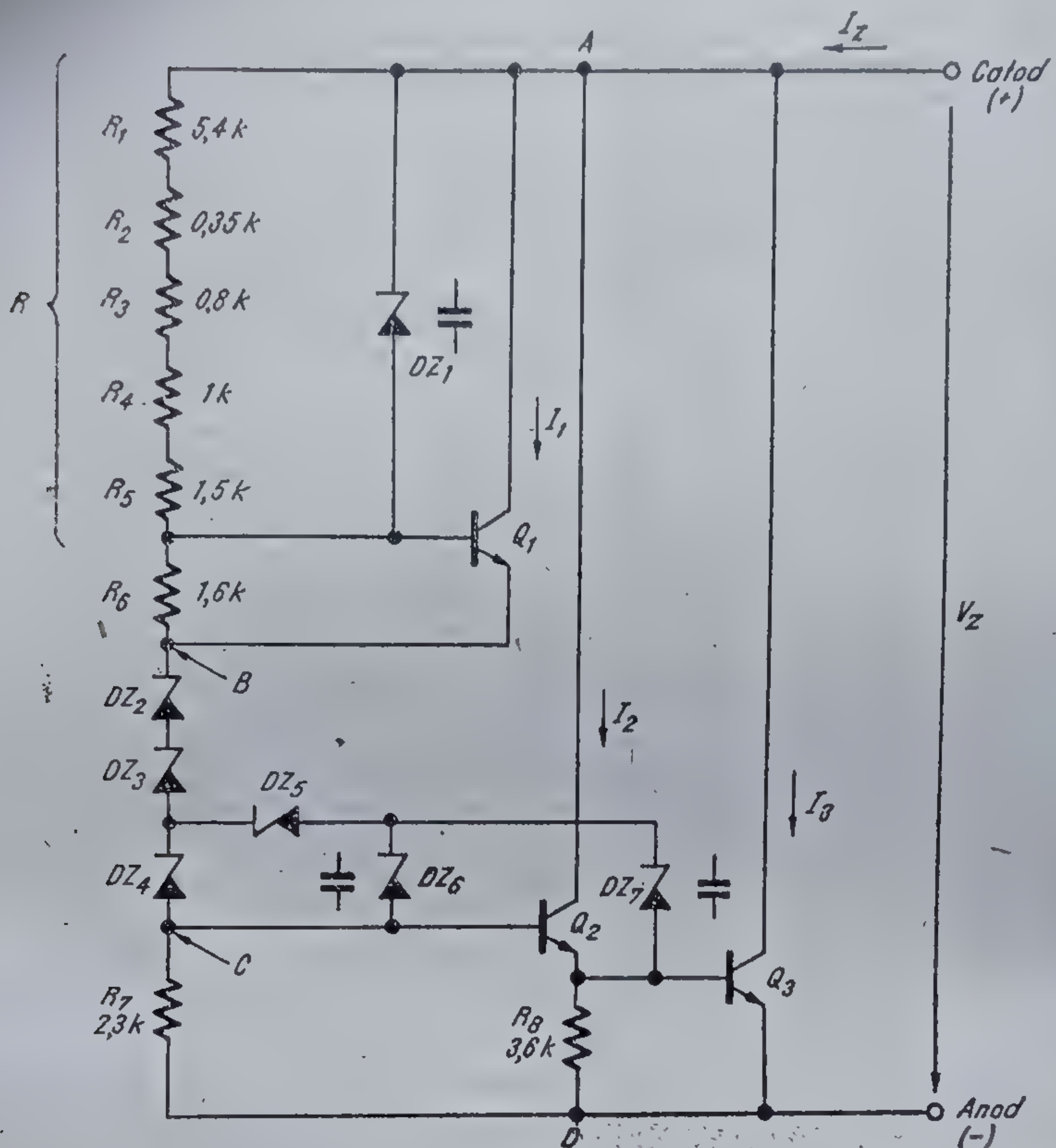
Utilizarea circuitului integrat TAA 550 este avantajoasă atât pentru economia de piese, dar mai ales pentru obținerea unor performanțe electrice superioare. Circuitul TAA 550 se caracterizează prin valorile mici ale rezistenței dinamice și ale coeficientului de temperatură al tensiunii stabilizate, asigurând în acest mod stabilitatea tensiunii de alimentare a diodelor varicap în limitele dorite (practic în gama $0,3 \dots 0,8^\circ/\infty$).

1.2. Schema electrică

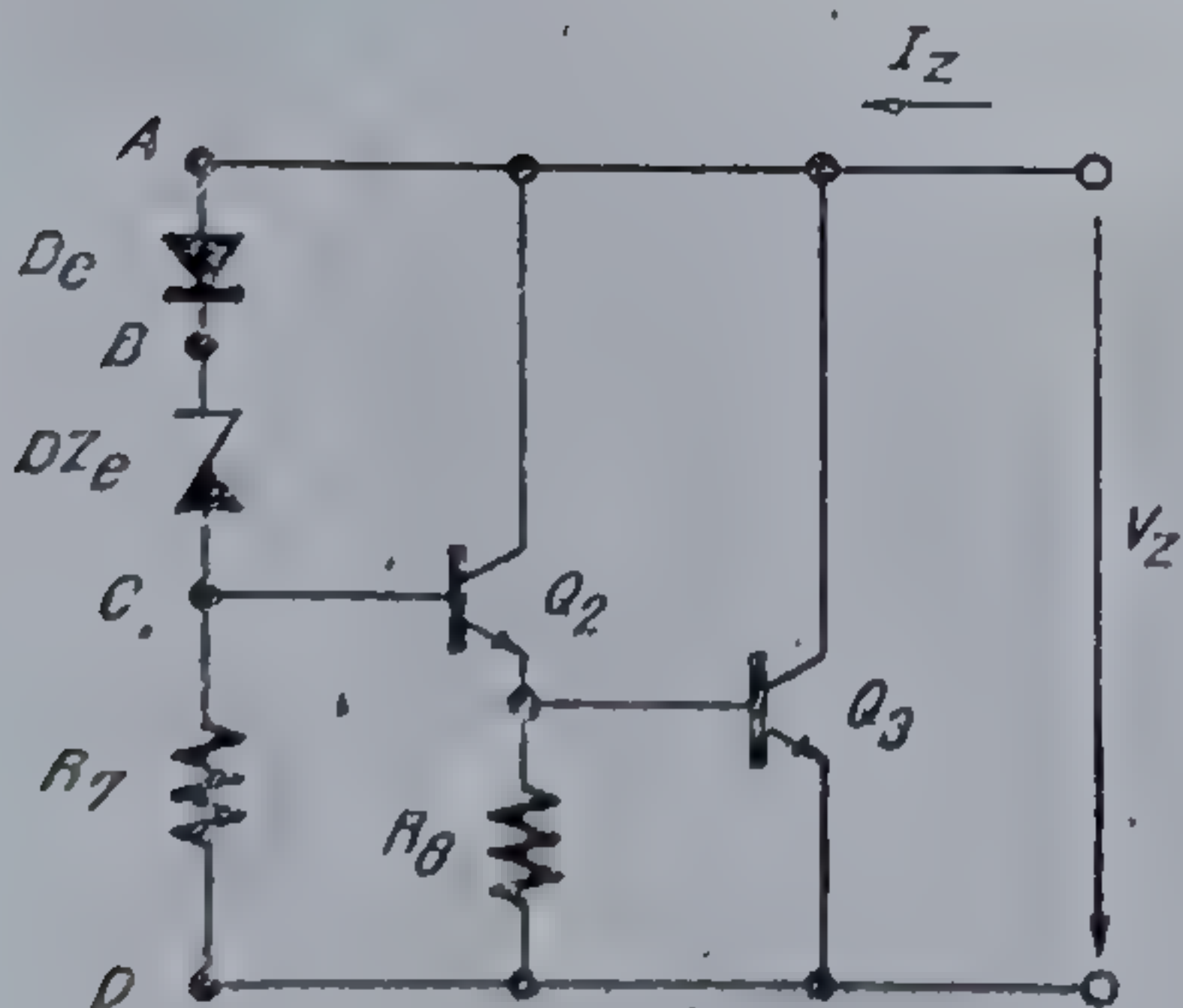
1.2.1. Descrierea schemei

Schema electrică completă a circuitului TAA 550 este prezentată în figura 1.3.

Din schema simplificată dată în figura 1.4 rezultă că este vorba de fapt de un stabilizator de tensiune paralel, în care elementul regulator este tranzistorul Q_3 . Rezistența dinamică scăzută (rezistența de ieșire) se asigură prin realizarea unui câștig în buclă ridicat.



1.3. Schema electrică completă a circuitului integrat TAA 550.



1.4. Schema electrică de principiu a circuitului integrat TAA 550.

Tensiunea de ieșire are o valoare egală cu suma dintre tensiunea pe dioda D_c , tensiunea de străpungere a diodei Zener echivalente DZ_e și cele două tensiuni V_{BE2} și V_{BE3} .

Dioda echivalentă D_e se realizează astfel ca să se obțină o compensare globală cu temperatura, rezultând astfel o valoare foarte mică pentru coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii stabilizate.

În schema din figura 1.3 dioda echivalentă D_e este realizată de divizorul $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6$ și tranzistorul Q_1 .

Se recunoaște ușor montajul standard de „diodă multiplicată”. Coeficientul de variație cu temperatura al diodei multiplicată D_e este reglabil în trepte prin scurtcircuitarea în procesul de fabricație a uneia sau mai multor rezistențe din grupul R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 . Pentru un proces tehnologic dat se stabilește prin măsurători în cadrul fiecărui lot de fabricație care dintre rezistențe se scurtcircuitează.

Dioda Zener echivalentă se realizează prin conectarea în serie a diodelor Zener DZ_2, DZ_3 și DZ_4 obținute din joncțiuni bază-emitor polarizate invers *. Curentul prin diodele D_e, DZ_e în punctul static de funcționare este fixat prin rezistența R_7 .

Tranzistorul Q_2 lucrează ca repetor pe emitor, iar tranzistorul Q_3 ca amplificator. Rezistența R_8 permite tranzistorului Q_2 să opereze la nivele de curent la care câștigul său în curent este ridicat. Fără rezistența R_8 grupul Q_2, Q_3 ar fi un montaj Darlington, deci curentul prin Q_2 foarte mic; cum câștigul în curent h_{21e} scade la curenți mici, tranzistorul Q_2 ar avea h_{21e} de ordinul 1...5.

Diodele DZ_1, DZ_6, DZ_7 sînt obținute tot din joncțiuni bază-emitor polarizate invers. În schemă se utilizează efectul capacitiv ** determinat de capacitatea de barieră a joncțiunii polarizate invers, pentru a realiza compensarea în frecvență și evitarea oscilațiilor schemei. Dioda DZ_5 fixează polarizarea catodilor diodelor DZ_6 și DZ_7 .

1.2.2. Regimul de curent continuu

Pentru calculele ulterioare (rezistența dinamică, caracteristica curent-tensiune etc.) este necesar să se determine regimul de curent continuu al elementelor schemei, atunci cînd circuitul este pus să lucreze în condiții exterioare specificate. În cele ce urmează se va face un calcul simplificat care însă nu alterează fondul problemei.

Condițiile *tipice* de la care se pleacă sînt următoarele:

- curentul de stabilizare al circuitului: $I_z = 5 \text{ mA}$;
- $R = 7,25 \text{ k}\Omega$ (R_3 și R_4 scurtcircuitate);
- câștigul static și dinamic al tuturor tranzistoarelor:
 $h_{21E} = h_{21e} = \beta = 100$;
- $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$;
- tensiunea Zener a diodelor DZ_2, DZ_3, DZ_4 , $V_{Z1} = 9 \text{ V}$.

* În acest sens în schema din figura 1.3 diodele Zener sînt de fapt niște tranzistoare, la care colectorul este conectat la bază.

** De aceea în figura 1.3 lângă fiecare diodă s-a desenat o capacitate.

Prin neglijarea curenților de bază (neglijare justificată, deoarece β are o valoare tipică de 100), rezultă:

$$\left. \begin{aligned} I_2 = I_{R8} &= V_{BE3}/R_8 = 0,7/3,6 = 0,19 \text{ mA} \\ I_{R7} = I_{DZ2} = I_{DZ3} &= I_{DZ3} = (V_{BE2} + V_{BE3})/R_7 = \\ &= 1,4/2,3 = 0,6 \text{ mA} \\ I_{R6} = I_R &= V_{BE1}/R_6 = 0,7/1,6 = 0,44 \text{ mA} \\ I_1 = I_{R7} - I_{R6} &= 0,6 - 0,44 = 0,16 \text{ mA} \\ I_3 = I_Z - I_2 - I_{R7} &= 5 - 0,19 - 0,6 = 4,21 \text{ mA} \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

Panta (g_m) și rezistența de intrare a tranzistoarelor (care se va considera practic egală cu h_{11e}) se calculează pe baza relațiilor

$$g_m \simeq 40 I_C \text{ (mA/V)} \quad (1.2)$$

(valabilă la temperatura camerei), unde I_C se exprimă în mA și

$$h_{11e} = \beta / g_m \text{ (k}\Omega\text{)} \quad (1.3)$$

unde g_m se exprimă în mA/V.

Înlocuind valorile corespunzătoare ale curențului de colector se obține:

$$\begin{aligned} g_{m1} &= 6,4 \text{ mA/V} & h_{11e,1} &= 15 \text{ k}\Omega \\ g_{m2} &= 7,6 \text{ mA/V} & h_{11e,2} &= 13 \text{ k}\Omega \\ g_{m3} &= 168 \text{ mA/V} & h_{11e,3} &= 600 \Omega \end{aligned} \quad (1.4)$$

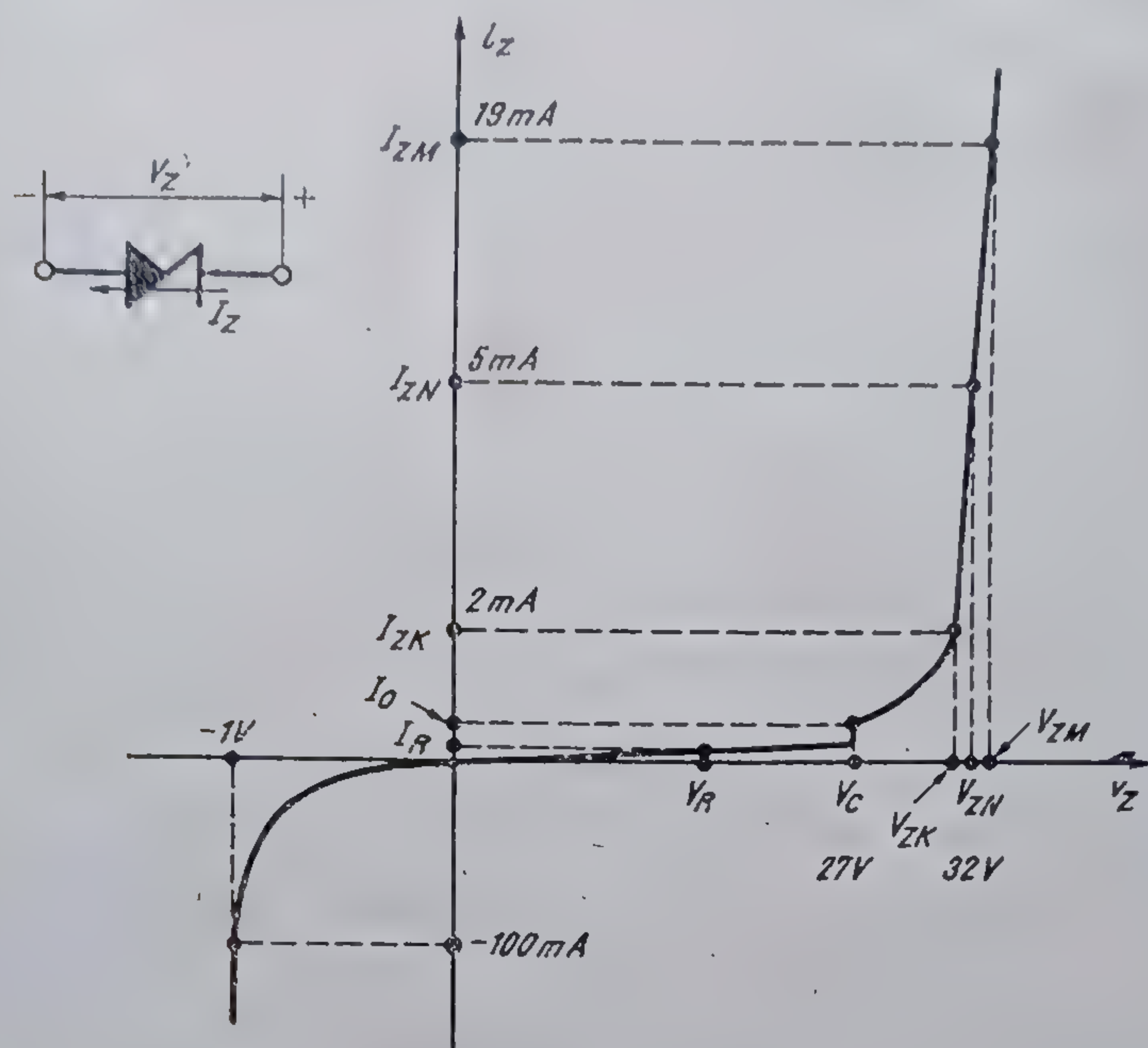
1.2.3. Caracteristica curent-tensiune a circuitului

Caracteristica curent-tensiune a circuitului TAA 550 este dată în figura 1.5. Pe figură se indică și câteva din punctele esențiale ale caracteristicii și notațiile utilizate.

Pentru $V_Z < 0$ dispozitivul are o caracteristică obișnuită de diodă din siliciu polarizată direct. Comportarea se explică prin deschiderea joncțiunilor pn , rezistențe-substrat.

În funcționarea normală ($V_Z > 0$) până la o valoare V_C curentul I_R la o tensiune V_R este dat de suma curenților reziduali ai tranzistoarelor și curentul prin diodele DZ_2 , DZ_3 , DZ_4 .

La o tensiune V_C de aproximativ 27 V — cu mici variații în funcție de dispersia tehnologică a tensiunii Zener — se deschid diodele DZ_2 , DZ_3 , DZ_4 curentul trecând la început prin R_1 , adică $R_1 \dots R_5$ și apoi prin R_6 , R_7 . Această corespunde zonei de pe caracteristică în care curentul I_Z crește la valoarea I_C , tensiunea rămânând practic constantă la valoarea V_C pentru scara de reprezentare de până aici.



1.5. Caracteristica curent-tensiune a circuitului integrat TAA 550.

La creșterea în continuare a tensiunii, curentul crește ca urmare a deschiderii tranzistoarelor. Odată cu creșterea curentului prin tranzistoare, crește și amplificarea pe buclă și ca urmare rezistența dinamică scade. (Din punctul de coordonate V_C, I_O scara de reprezentare a fost modificată în sensul comprimării variației curentului).

Schema intră în funcționarea normală începând de la curentul I_{ZK} , de cca. 2 mA, lucru foarte important pentru utilizator.

Valoarea maximă a curentului I_{ZM} este determinată de puterea disipată maxim admisibilă, în condiții ideale de răcire (cu radiator).

Valori tipice: $I_{ZK} = 2 \text{ mA}$, $I_{ZM} = 19 \text{ mA}$.

Tensiunea V_Z la bornele circuitului este dată de relația:

$$V_Z = V_{BE3} + V_{BE2} + V_{Z4} + V_{Z3} + V_{Z2} + V_{BE1} \frac{R + R_6}{R_6} \quad (1.5)$$

Deoarece diodele Zener sînt realizate simultan, pe același cip și cu același proces tehnologic, se poate presupune, cu bună aproximație, că tensiunile lor de străpungere sînt egale:

$$V_{Z4} = V_{Z3} = V_{Z2} = V_{Z1}$$

De asemenea, pentru simplitatea se va presupune că:

$$V_{BE3} = V_{BE2} = V_{BE1} = V_{BE}$$

Cu aceste presupuneri relația 1.5 devine:

$$V_z = 3V_{zI} + \left(3 + \frac{R}{R_6}\right) V_{BE}. \quad (1.6)$$

Înlocuind valorile numerice (vezi § 1.2.2.) se obține:

$$V_z = 3,9 + \left(3 + \frac{7,25}{1,6}\right) 0,7 = 32 \text{ V},$$

care constituie valoarea tipică (V_{zN} în figura 1.5).

Dacă se iau în considerație variațiile tehnologice admise pentru tensiunea Zener ($V_{zI} = 8,7 \dots 9,5 \text{ V}$), cât și limitele între care se poate plasa valoarea rezistenței R ($5,4 \dots 9,05 \text{ k}\Omega$) rezultă valorile maximă și minimă ale tensiunii V_z :

$$V_{z\max} = 3 \cdot 9,5 + \left(3 + \frac{9,05}{1,6}\right) 0,7 = 34,5 \text{ V};$$

$$V_{z\min} = 3 \cdot 8,7 + \left(3 + \frac{5,4}{1,6}\right) 0,7 = 30,5 \text{ V}.$$

Prin urmare tensiunea nominală stabilizată pe care o asigură circuitul TAA 550 este cuprinsă practic în gama $30 \dots 35 \text{ V}$.

1.2.4. Coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii V_z

În conformitate cu relația 1.6 se obține:

$$\frac{\Delta V_z}{\Delta T} = 3 \frac{\Delta V_{zI}}{\Delta T} + \left(3 + \frac{R}{R_6}\right) \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}. \quad (1.7)$$

O valoare tipică pentru deriva cu temperatura a tensiunii bază-emitor, la temperatura camerei, este:

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \simeq -2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}^*. \quad (1.8)$$

Pentru diode Zener cu tensiunea cuprinsă în gama $2 \dots 100 \text{ V}$ coeficientul de temperatură la temperatura camerei este bine aproximat de următoarea relație².

$$\alpha_{V_z} = 4,3 \cdot 10^{-2} [(V_{zI} - 5,5)^{1/3} - 0,02(V_{zI} - 5,5)] \cdot (\%/^\circ\text{C}) \quad (1.9)$$

unde V_{zI} este dat în V.

* Trebuie precizat faptul că această valoare depinde atât de temperatură cât și de densitatea de curent de emitor.

O primă observație care se poate face este aceea că pentru tensiuni $V_z > 5,5$ V coeficientul de temperatură este pozitiv, deci în conformitate cu relațiile 1.7 și 1.8 prin alegerea potrivită a valorii V_{zI} și a raportului R/R_0 se poate obține $\Delta V_z/\Delta T \approx 0$.

În cazul circuitului TAA 550 procesul tehnologic se axează pe valoarea $V_{zI} = 9$ V, deci:

$$\alpha_{V_{zI}} = 0,062 \text{ } \%/^{\circ}\text{C},$$

sau exprimat în mV/ $^{\circ}\text{C}$:

$$\frac{\Delta V_{zI}}{\Delta T} = \frac{V_{zI} \cdot \alpha_{V_{zI}}}{100} = \frac{9 \cdot 0,062}{100} = 5,6 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}.$$

Din expresia 1.7 se obține pentru cazul valorilor tipice:

$$\frac{\Delta V_z}{\Delta T} = 3 \cdot 5,6 - \left(3 + \frac{7,25}{1,6}\right) 2,2 = 0,23 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}.$$

Făcînd calculele după modelul anterior, rezultă (vezi și § 1.2.3.) pentru coeficientul de temperatură al tensiunilor $V_{z\max}$, $V_{z\min}$ valorile:

$$\frac{\Delta V_{z\max}}{\Delta T} \approx -0,44 \text{ mV}/^{\circ}\text{C},$$

$$\frac{\Delta V_{z\min}}{\Delta T} \approx 1,57 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}.$$

Trebuie observat că toate calculele făcute anterior pentru evoluția cu temperatura sînt aproximative, valorile care se obțin constituind numai niște rezultate informative.

Un factor de eroare suplimentar îl constituie dependența mărimilor $\Delta V_{zI}/\Delta T$ și mai ales $\Delta V_{BE}/\Delta T$ de densitatea de curent care parcurge dispozitivul și de realizarea tehnologică.

Concluzia importantă care trebuie reținută este că dimensionarea circuitului integrat TAA 550 este astfel făcută încît în condiții normale de lucru, alegînd tehnologic o valoare corespunzătoare pentru rezistența R se poate optimiza compensarea termică pentru circuite cu tensiunea stabilizată avînd valori în gama 30 ... 35 V și curenți de lucru în jurul valorii de 5 mA.

1.2.5. Rezistența dinamică

Fie un punct static de funcționare V_z , I_z . Presupunînd o variație mică ΔI_z a curentului I_z va rezulta o variație ΔV_z a tensiunii stabilizate.

Prin definiție rezistența dinamică r_d este:

$$r_d = \frac{dV_z}{dI_z} \approx \frac{\Delta V_z}{\Delta I_z}. \quad (1.10)$$

Variația ΔV_z are două cauze: una de natură electrică și una de natură termică *.

Corespunzător se vor defini în cele ce urmează *rezistența dinamică electrică* r_e și *rezistența dinamică termică* r_{th} . Valoarea rezistenței dinamice r_d va fi un rezultat al modului particular — determinat de condițiile specifice de utilizare sau de exemplarul de circuit integrat utilizat — în care se combină efectele electrice cu efectele termice.

Rezistența dinamică *electrică* este definită — pentru o temperatură constantă a cipului — ca fiind panta caracteristicii V_z, I_z în punctul static de funcționare:

$$r_e = \left(\frac{\partial V_z}{\partial I_z} \right)_T \quad (\Omega) \quad (1.11)$$

Rezistența dinamică *termică* este determinată de variațiile tensiunii sau curentului prin circuitul integrat — care au loc ca urmare a proceselor de variație a temperaturii cipului, induse de modificările punctului static de funcționare — în conformitate cu relația de definiție:

$$r_{th} = \left(\frac{\partial V_z}{\partial T} \right)_{I_z} \cdot \frac{dT}{dI_z} \quad (\Omega) \quad (1.12)$$

Rezistența dinamică electrică

Prin proiectarea circuitului TAA 550 s-a urmărit realizarea unei valori cât mai mici a rezistenței dinamice electrice r_e .

Urmărind schema din figura 1.3 se observă că valoarea scăzută a rezistenței dinamice electrice este asigurată în principal de grupul amplificator cu impedanță mare de intrare Q_2, R_8, Q_3 .

Variațiile tensiunii V_z se transmit cu pondere importantă pe baza tranzistorului Q_2 . Ele se regăsesc în baza tranzistorului Q_3 unde determină variații mari ale curentului de colector I_3 , deci ale curentului I_z , rezultând astfel o valoare scăzută pentru rezistența dinamică.

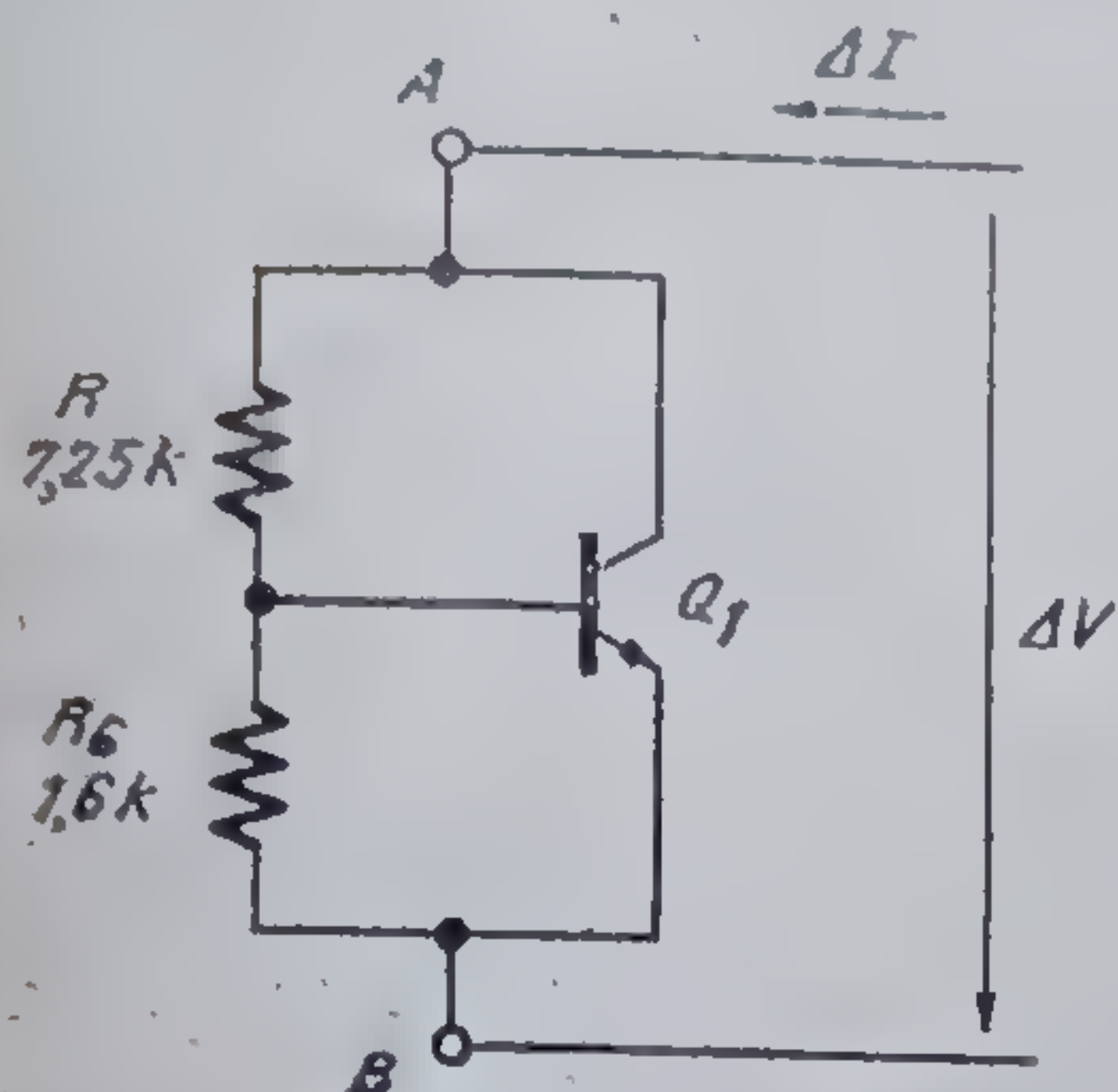
Calculul valorii rezistenței dinamice electrice se face presupunând o variație ΔV_z ; se va determina variația ΔI_z care rezultă și — în conformitate cu relația 1.11 — din raportul lor se va obține rezistența dinamică.

În continuare se vor calcula câteva mărimi care intervin ulterior în calcul.

● Rezistența dinamică a dipolului AB (vezi figura 1.6):

$$\begin{aligned} R'_1 &= \frac{\Delta V}{\Delta I} \simeq \frac{\Delta V}{\Delta V_{BE1} g_{m1}} = \frac{R + R_8 \parallel h_{11e,1}}{R_8 \parallel h_{11e,1}} \cdot \frac{1}{g_{m1}} = \\ &= \frac{7,25 + 1,6 \parallel 15}{1,6 \parallel 15} \cdot \frac{1}{6,4} = 0,94 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

* Pentru o discuție de detaliu asupra variațiilor de natură termică ale tensiunii V_z vezi § 1.4.1.

1.6. Rezistența dinamică echivalentă a grupului R, R_6, Q_1 .

- Rezistența dinamică „văzută” în emitorul tranzistorului Q_2 este

$$R'_8 = R_8 \parallel h_{11e,3} = \frac{3,6 \cdot 0,6}{3,6 + 0,6} = 0,51 \text{ k}\Omega.$$

- Impedanța de intrare în tranzistorul Q_2 este

$$h'_{11e,2} = h_{11e,2} + (\beta + 1)R'_8 \simeq 13 + 100 \cdot 0,51 = 64 \text{ k}\Omega.$$

Rezistența echivalentă a dipolului CD este

$$R'_7 = R_7 \parallel h'_{11e,2} = \frac{64 \cdot 2,3}{64 + 2,3} \approx 2,2 \text{ k}\Omega$$

Variația de tensiune în baza tranzistorului Q_2 va fi (vezi figura 1.7)

$$\Delta V_2 = \frac{\Delta V_z \cdot R'_7}{R'_7 + R'_1 + R_z} = \Delta V_z \cdot \frac{2,2}{2,2 + 0,94 + 0,075} = 0,68 \Delta V_z. \quad (1.13)$$

Variația de tensiune în emitorul tranzistorului Q_2 , identică cu cea din baza tranzistorului Q_3 este (vezi figura 1.8):

$$\begin{aligned} \Delta V_3 &\simeq \Delta V_2 \cdot \frac{R'_8(\beta + 1)}{R_8(\beta + 1) + h_{11e,2}} \simeq \Delta V_2 \frac{0,51 \cdot 100}{0,51 \cdot 100 + 13} = \\ &= 0,8 \Delta V_2 = 0,8 \cdot 0,60 \Delta V_z = 0,54 \Delta V_z. \end{aligned} \quad (1.14)$$

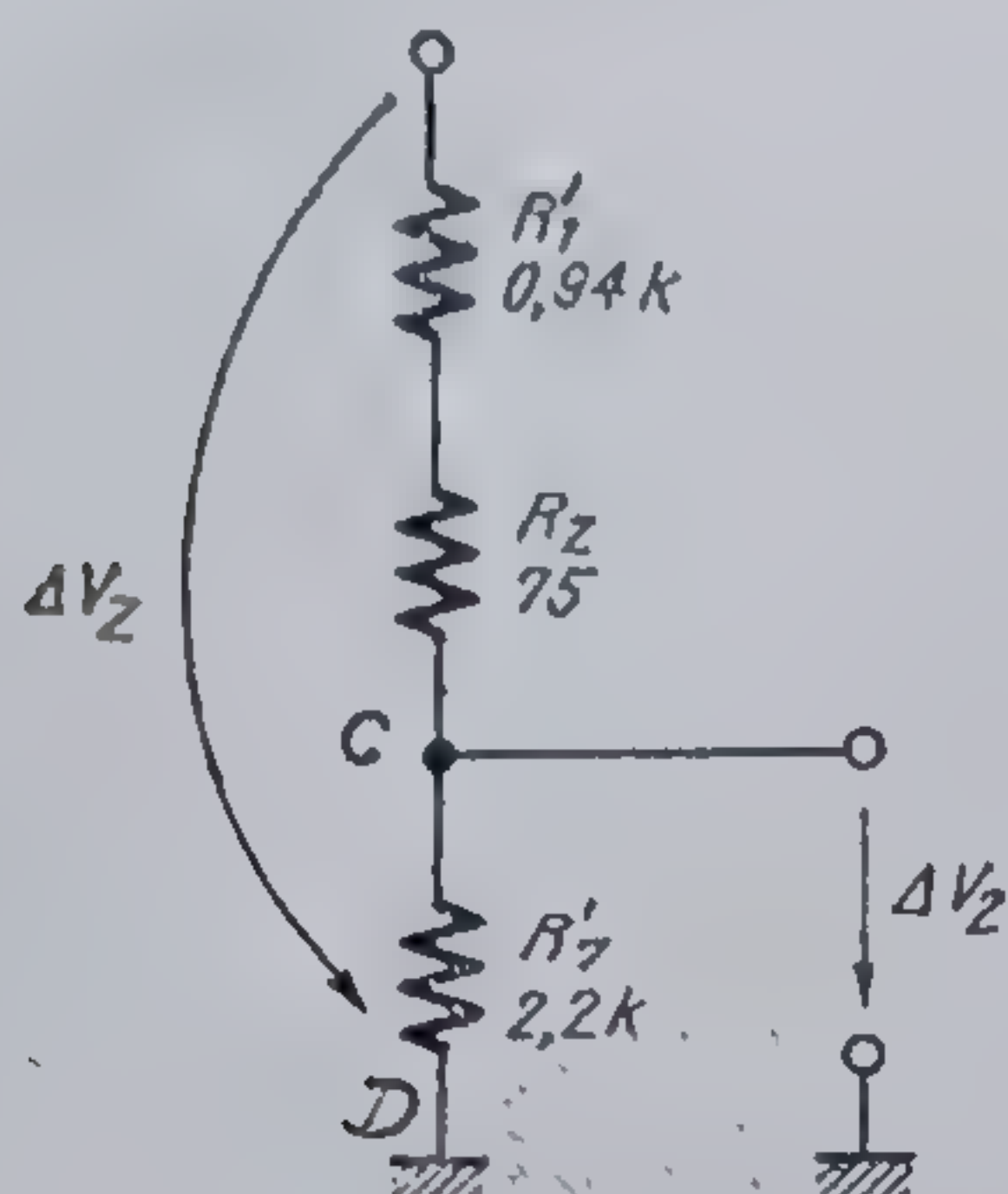
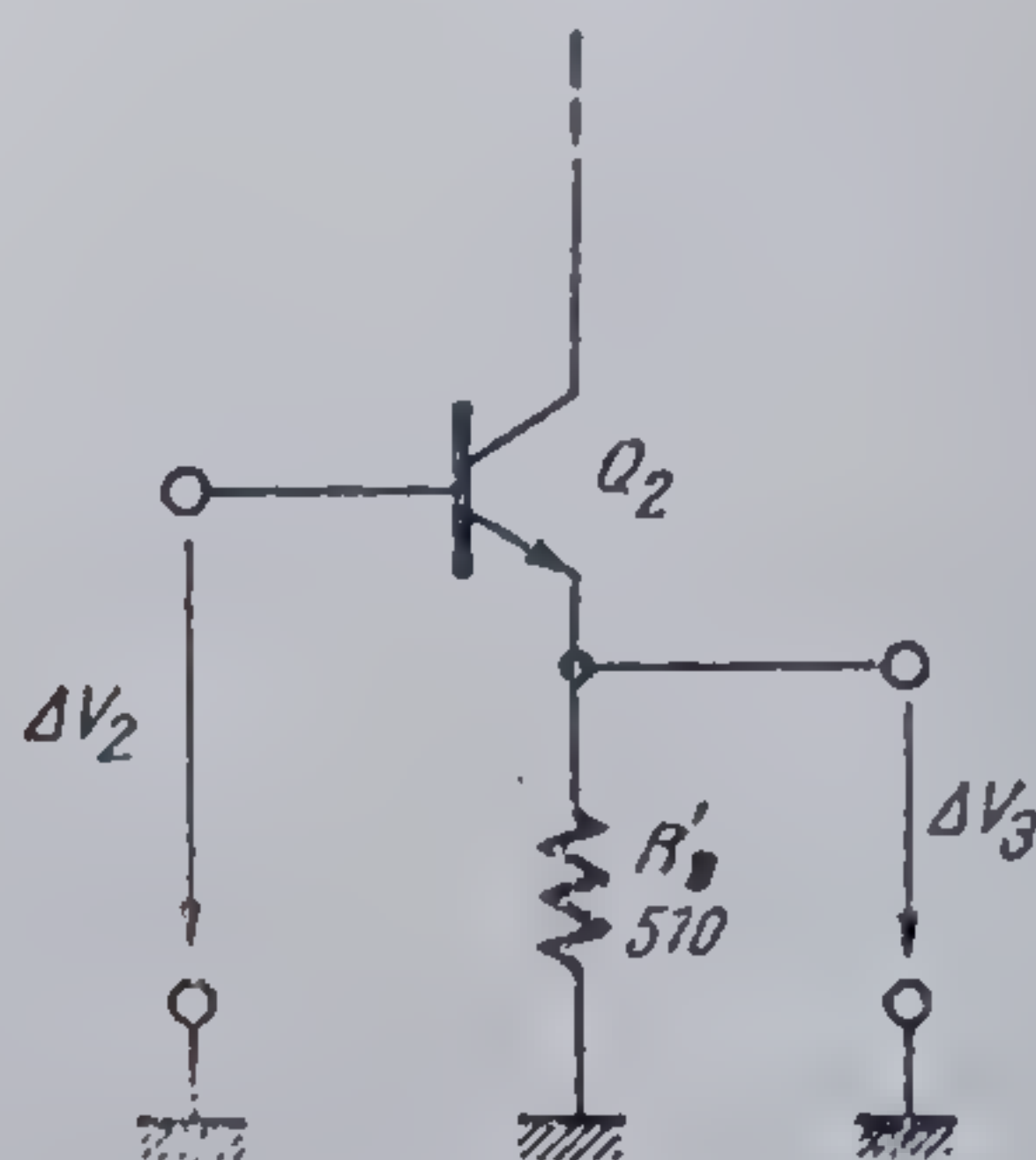
Aproximînd variația ΔI_z cu variația curentului de colector al lui Q_3 rezultă:

$$r_e = \frac{\Delta V_z}{\Delta I_z} = \frac{\Delta V_z}{g_{m3} \cdot \Delta V_3} = \frac{\Delta V_z}{0,168 \cdot 0,54 \Delta V_z} \simeq 11 \Omega. \quad (1.15)$$

Rezistența dinamică termică

O expresie pentru rezistența dinamică termică r_{th} se poate obține calculînd creșterea de temperatură a cipului corespunzătoare creșterii cu o unitate a puterii disipate; urmînd această cale se obține²:

$$r_{th} = 0,01 V_z^2 \alpha_{V_z} R_{th,j-a}, \quad (\Omega) \quad (1.16)$$

1.7 Variația de tensiune pe baza tranzistorului Q_2 .1.8 Variația de tensiune pe baza tranzistorului Q_3 .

unde tensiunea stabilizată V_Z se măsoară în V, coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate α_{V_Z} în $\%/^{\circ}\text{C}$, iar rezistența termică în $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Din relația 1.16 rezultă că semnul rezistenței dinamice termice depinde de semnul coeficientului de temperatură α_{V_Z} .

Pentru circuitul integrat TAA 550, considerînd — în conformitate cu tabelul 1.1 — pentru mărimile care intervin în relația 1.16 valorile tipice, se obține:

$$r_{th} = \pm (10 \dots 40) \Omega$$

Componenta termică a rezistenței dinamice r_d se manifestă numai la variații suficient de lente. O ilustrare a acestui fapt o constituie dependența rezistenței dinamice r_d de frecvența f a semnalului de măsurare*.

Un exemplu tipic se dă în figura 1.9 pentru o diodă Zener de mică putere, cu $\alpha_{V_Z} > 0$, $R_{th, j-a} \cong 150^{\circ}\text{C}/\text{W}$ și o constantă de timp termică $\tau_{th} \cong 50 \text{ sec.}^2$

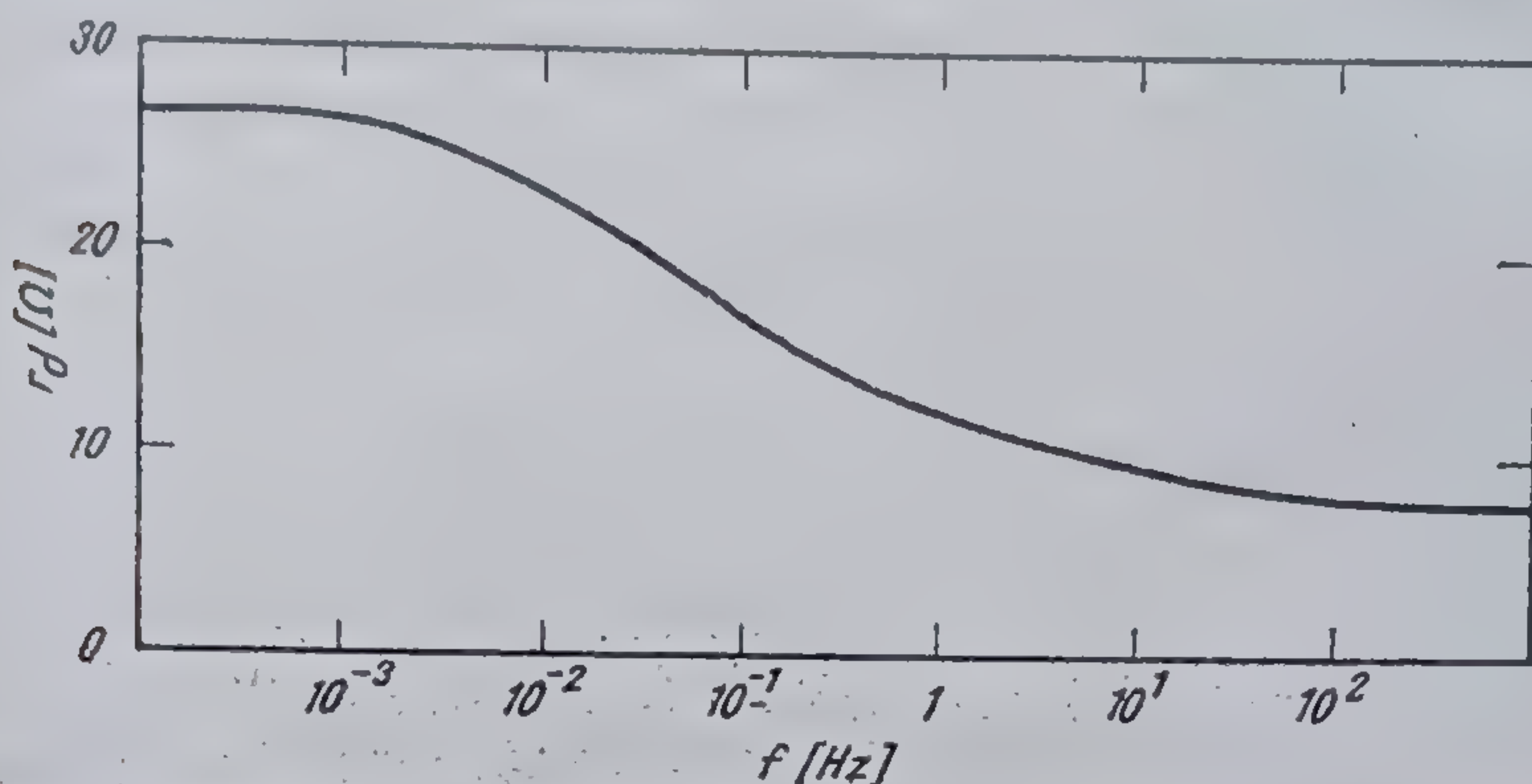
La frecvențe ridicate de variație a curentului I_Z constanta de timp τ_{th} a proceselor termice tranzitorii din structură este mult mai mare ca perioada de variație a curentului I_Z . Ca urmare, variația care rezultă pentru tensiunea V_Z este esențial de natură electrică și

$$\begin{aligned} r_{th} &\cong 0, \\ r_d &\cong r_e. \end{aligned} \quad (1.17)$$

La frecvențe joase ale semnalului explorator ΔI_Z (constanta de timp τ_{th} mai mică sau comparabilă cu perioada semnalului), temperatura structurii suferă variații importante. Variația care se obține pentru tensiunea V_Z este

* Metoda de măsurare a rezistenței dinamice r_d este următoarea. Peste curentul I_Z din punctul static de funcționare se suprapune o componentă alternativă de amplitudine ΔI_Z și de frecvență f . Se măsoară amplitudinea ΔV_Z a componentei de frecvență f a tensiunii la bornele circuitului. Rezistența dinamică se calculează după relația

$$r_d = \Delta V_Z / \Delta I_Z$$

1.9 Dependența rezistenței diferențiale de frecvența de variație a curentului i_z .

de natură atât electrică cât și termică. Rezultă (deoarece s-a presupus $\alpha_{V_z} > 0$) o creștere a valorii rezistenței dinamice r_d odată cu scăderea frecvenței, valoare care se limitează la frecvențe foarte joase la o valoare

$$r_d = r_e + r_{th} \quad (1.18)$$

în conformitate cu alura curbei de variație din figura 1.9.

În concluzie, deoarece în practică variația curentului I_z este aleatoare, la determinarea rezistenței dinamice r_d este necesar să se țină cont nu numai de valoarea rezistenței dinamice electrice r_e dată în catalog ci și de rezistența dinamică termică r_{th} corespunzătoare relației 1.16.

Problema este mai delicată la stabilizatoarele cu coeficientul de temperatură $\alpha_{V_z} < 0$, la care rezultă o valoare negativă pentru r_{th} . În cazul unei variații bruște a curentului I_z , variația de tensiune este determinată în primul moment de r_e , ulterior intervenind și constanta de timp termică τ_{th} .

În figura 1.10 este reprezentat modul în care variază tensiunea stabilizată V_z în urma unei variații de tip salt-treaptă a curentului I_z în cazul în care $\alpha_{V_z} < 0$.

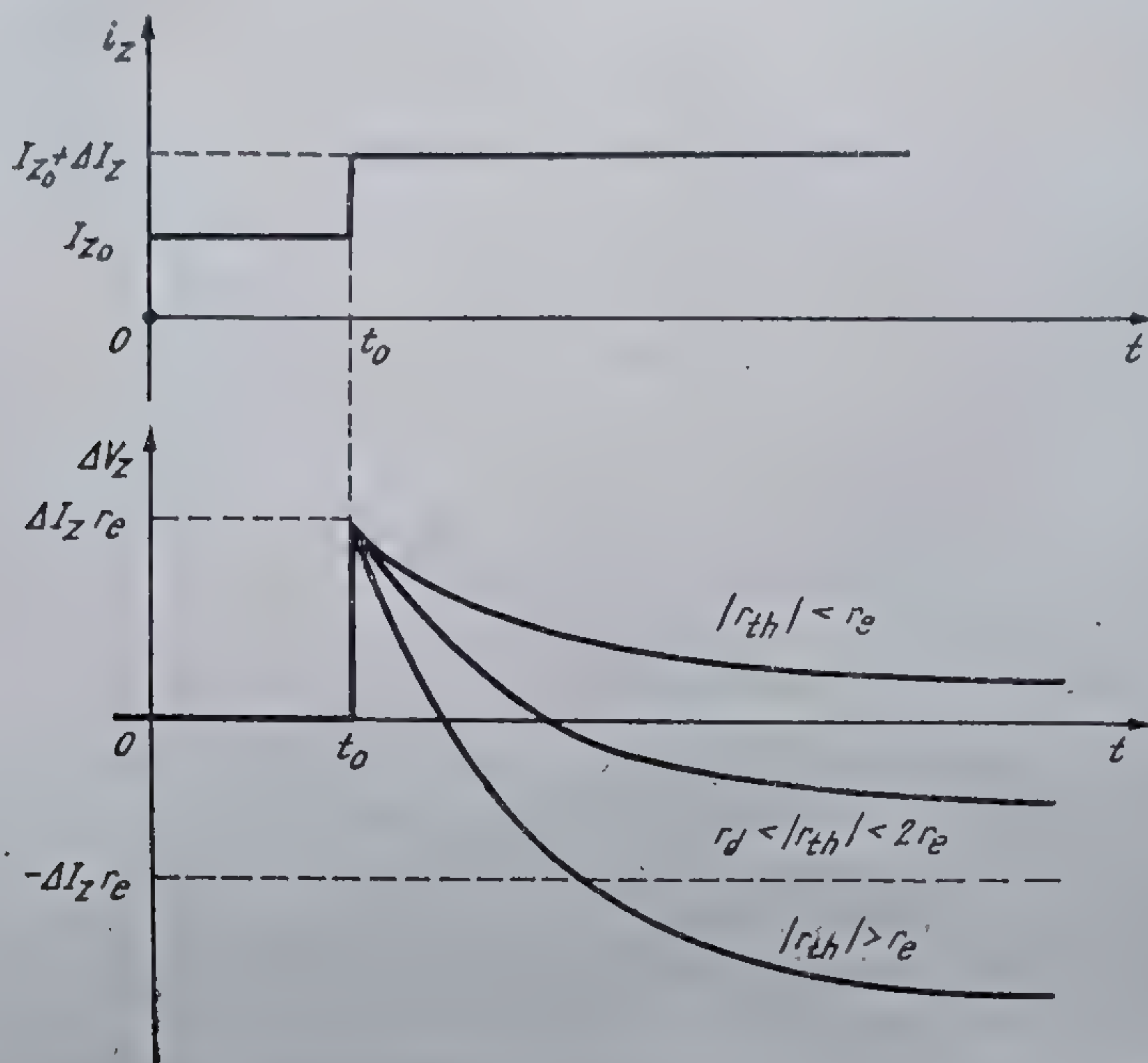
La momentul inițial $t = t_0$ se dă o creștere ΔI_z curentului care trece prin stabilizator.

Datorită componentei r_e a rezistenței dinamice, la acest moment are loc un salt al tensiunii V_z de valoare $\Delta V_z = \Delta I_z \cdot r_e$. Forma ulterioară de variație a curbei $\Delta V_z(t)$ este determinată de valoarea rezistenței dinamice termice r_{th} și a constantei de timp τ_{th} .

În figura 1.10 s-au reprezentat trei forme posibile de variație a tensiunii V_z în funcție de relația în care se află r_d și r_{th} , presupunînd o valoare constantă a mărimii τ_{th} .

În funcție de ceea ce se cere stabilizatorului cu $\alpha_{V_z} < 0$ se pot considera două valori pentru r_d :

$$\bullet r_{d1} = r_e + r_{th} \quad (1.19)$$



1.10 Răspunsul tensiunii stabilizate la un salt treaptă de curent prin circuit.

mărime care definește diferența între valoarea tensiunii V_Z la atingerea echilibrului termic și valoarea ei la $t < t_0$:

$$\bullet r_{a2} = \begin{cases} r_e & \text{pentru } r_e \geq |r_{th}| \\ r_{th} & \text{pentru } r_e \leq |r_{th}| \end{cases} \quad (1.20)$$

mărime care definește amplitudinea maximă de variație a tensiunii V_Z .

1.3. Parametri

1.3.1. Performanțele circuitului

Mărimile care caracterizează circuitul TAA 550 sînt date în tabelul 1.1.

Valorile limită absolută trebuie respectate strict, deoarece depășirea lor provoacă procese distructive ireversibile în structura circuitului, determinînd de obicei defectarea sa catastrofică.

• Caracteristica curent-tensiune a circuitului TAA 550 împreună cu o parte din parametrii electrice din tabelul 1.1, este ilustrată în figura 1.5.

● În figura 1.11.a este prezentată curba tipică de variație a tensiunii stabilizate nominale V_{ZN} în funcție de temperatura ambiantă T_a , iar în figura 1.11.b variația $\Delta \alpha_{V_{ZN}}$ în funcție de curentul I_Z prin circuit.

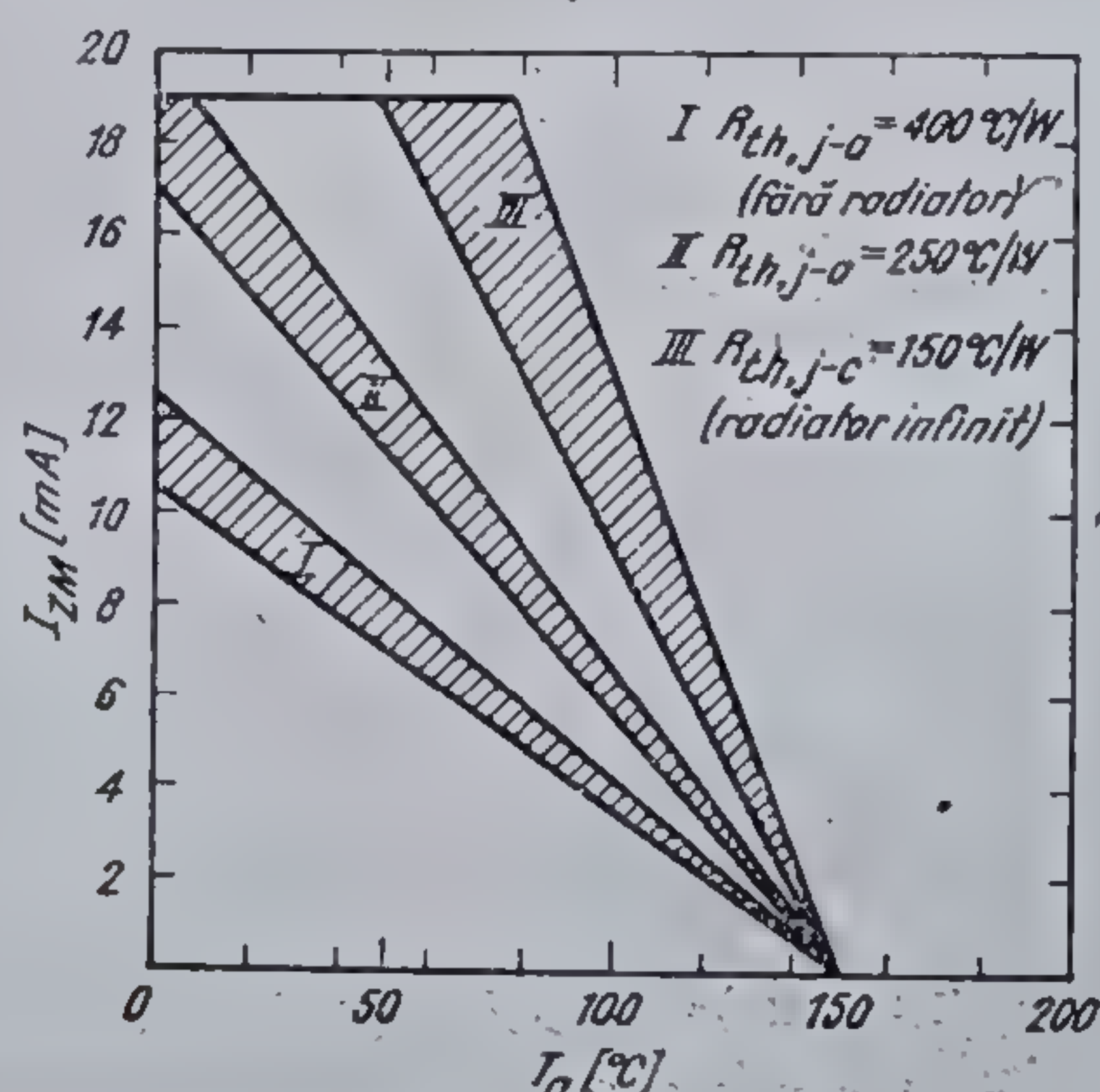
Ca referință a fost luată tensiunea stabilizată nominală $V_{ZN}(I_Z = I_{ZN} = 5 \text{ mA}, T_a = 25^\circ\text{C})$.

Tabelul 1.1.

TAA 550
STABILIZATOR PENTRU SELECTOARE CU VARICAPURI
VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Curentul de stabilizare maxim

vezi curbele



Notă: În această figură domeniile în care se poate plasa caracteristica $I_{ZM}(T_a)$ apar din cauza dispersiei tehnologice a valorii tensiunii stabilizate.

Curentul de suprasarcină accidentală (sinusoidă de 50 Hz, dublu redresată pe o durată de 5 ... 10 s)

150 mA

Temperatura maximă a joncțiunii

+ 150°C

Gama temperaturilor de funcționare

0°C ... + 70°C

Gama temperaturilor de stocare

-20°C ... + 150°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

TAA 550



Capsulă TO-18/2
vedere de jos

1. Anod

2. Catod

Notă: Terminalul 2 este conectat la capsulă.

Tabelul 1.1. (continuare)

TAA 550

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea stabilizată nominală	V_Z	$I_Z = 5 \text{ mA}$	30	32	35	V
Curentul invers	I_R	$V_R = 24 \text{ V}$			0,2	mA
Rezistența diferențială electrică	r_e	$I_Z = 5 \text{ mA}$ $f = 1 \text{ kHz}$		12	25	
Coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate	α_{V_Z}	$I_Z = 5 \text{ mA}$	-0,01		0,005	%/ $^\circ\text{C}$
Deriva în timp a tensiunii stabilizate (Nota 1)		într-un interval de 48 ore			± 100	mV
Timpul de stabilire a valorii tensiunii stabilizate	t_r	$\frac{\Delta V_Z(t_r)}{\Delta V_Z(\infty)} = 0,9$		2		minute
Curentul de stabilizare minim	I_{ZK}				2	mA
Tensiunea directă	V_F	$I_F = 100 \text{ mA}$			1	V

Note: 1. Această valoare este determinată prin prelevare în condiții de supraîncărcare a circuitului ($I_Z = 10 \text{ mA}$). În cazul în care condiția de maxim nu e îndeplinită în raport de cel puțin 20/1 lotul respectiv este respins de C.T.C. intern.

2. Acești parametri sînt măsurați cu circuitele din figurile 1.16, 1.17, 1.18, 1.19.

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambient	$R_{th, j-a}$ (max)	400	$^\circ\text{C/W}$
Rezistența termică joncțiune-capsulă	$R_{th, j-c}$ (max)	150	$^\circ\text{C/W}$

De asemenea, s-a delimitat domeniul de variație convertind în tensiuni valorile maximă și minimă ale tensiunii V_Z indicate în tabelul 1.1.

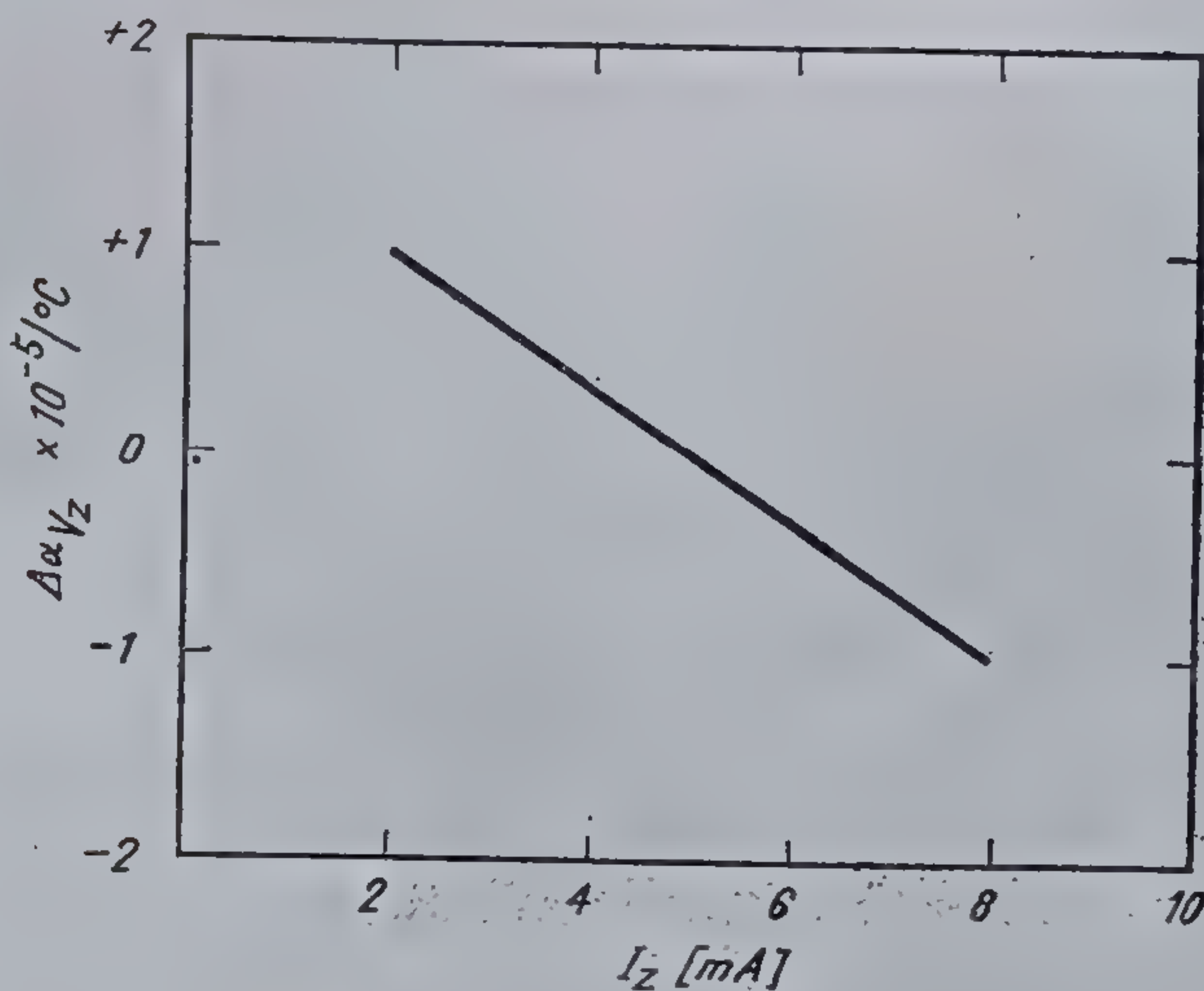
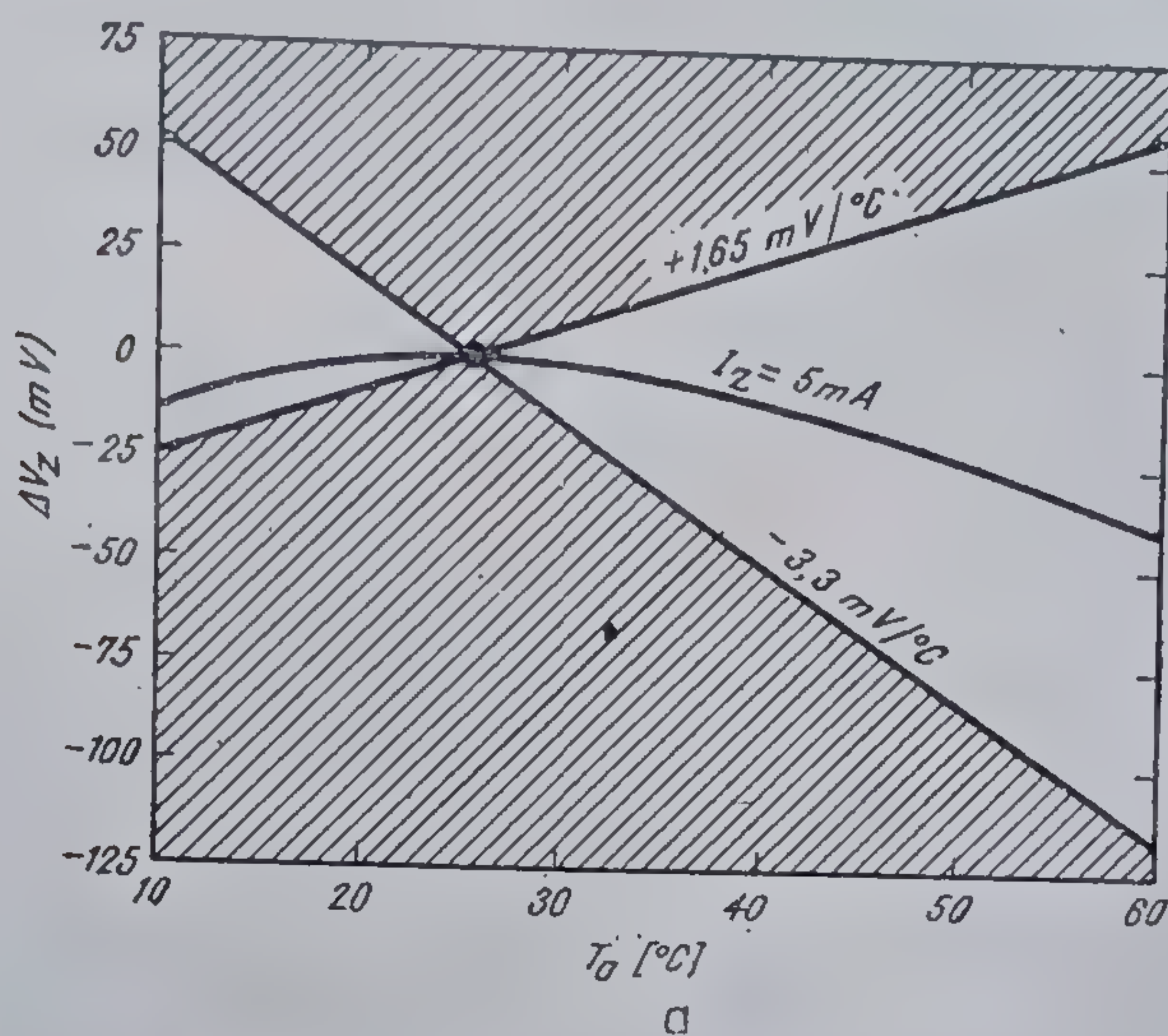
● În figura 1.12 este prezentată curba tipică de variație a rezistenței diferențiale în funcție de curentul de stabilizare pentru $T_a = 25^\circ\text{C}$.

● În figura 1.13 este prezentată variația relativă a tensiunii stabilizate pentru $T_a = 25^\circ\text{C}$, în funcție de intervalul de timp t , măsurat din momentul alimentării circuitului TAA 550.

$\Delta V_Z(t)$ reprezintă modulul diferenței între valorile tensiunii stabilizate, la momentul t , și la momentul inițial $t = 0$ (corespunzător alimentării circuitului):

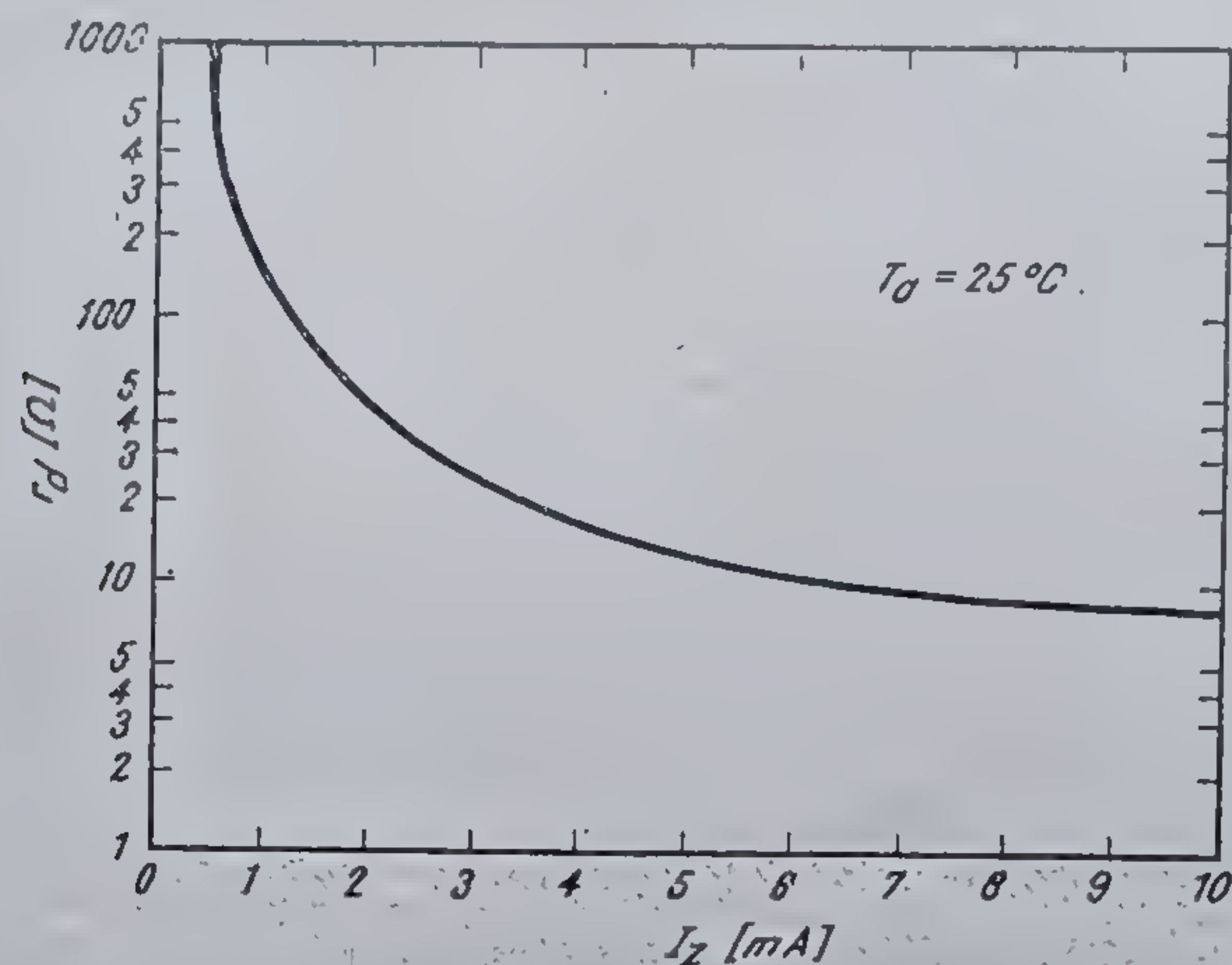
$$\Delta V_Z(t) = |V_Z(t) - V_Z(0)|;$$

$\Delta V_Z(\infty)$ reprezintă aceeași diferență după ce s-a atins echilibrul termic.

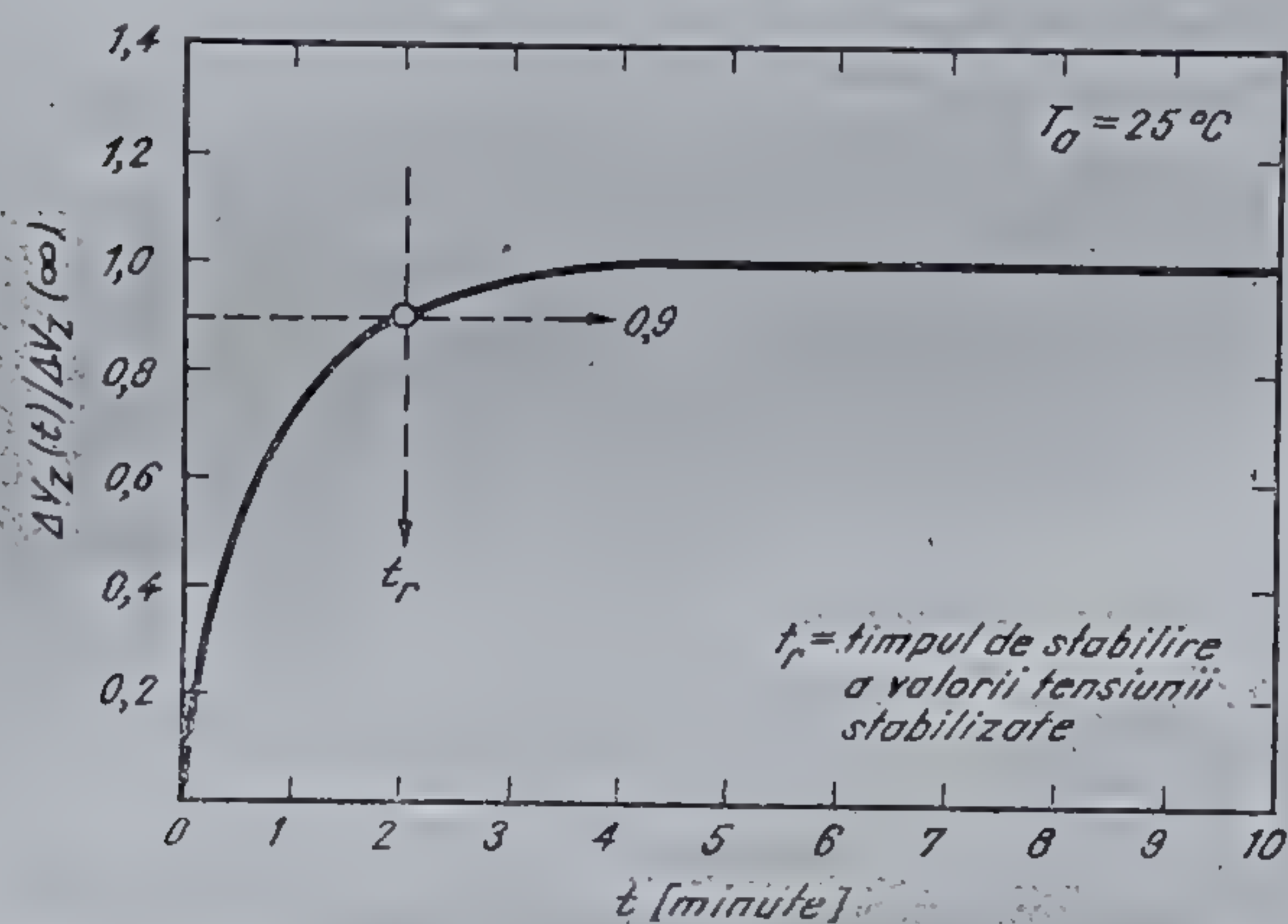


1.11 Variația tensiunii stabilizate cu temperatura (pentru un circuit oarecare caracteristica $\Delta V_Z(T_a)$ se plasează în zona nehașurată) (a) și variația coeficientului de temperatură a valorii nominale a tensiunii stabilizate în funcție de curentul prin circuit (b).

Graficul caracterizează constanta de timp termică a circuitului — pentru tipul de capsulă specificat — deci valabilă pentru orice regim tranzitoriu generat de modificări ale puterii disipate pentru o valoare constantă a temperaturii ambiante. Din curbă se observă că timpul t_r de stabilire a tensiunii stabilizate indicat în tabelul 1.1 se consideră la momentul în care raportul $\frac{\Delta V_Z(t)}{\Delta V_Z(\infty)}$ atinge valoarea de 0,9.



1.12. Variația rezistenței diferențiale electrice în funcție de curentul de stabilizare.



1.13. Variația relativă a tensiunii stabilizate în funcție de timpul scurs din momentul alimentării circuitului.

• Dependența valorii maxime a curentului de stabilizare în funcție de temperatura ambiantă este ilustrată în tabelul 1.1. (VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ).

1.3.2. Măsurări la fabricant³

Aceste măsurători sînt efectuate la *IPRS-BĂNEASA* pentru verificarea caracteristicilor circuitului.

Circuitul este considerat corespunzător din punct de vedere electric, deci livrabil, dacă îndeplinește condițiile specificate în continuare.

a) Tensiunea stabilizată nominală V_{ZN} .

Se măsoară cu montajul din figura 1.14, la $T_a = 25^\circ\text{C}$, unde:

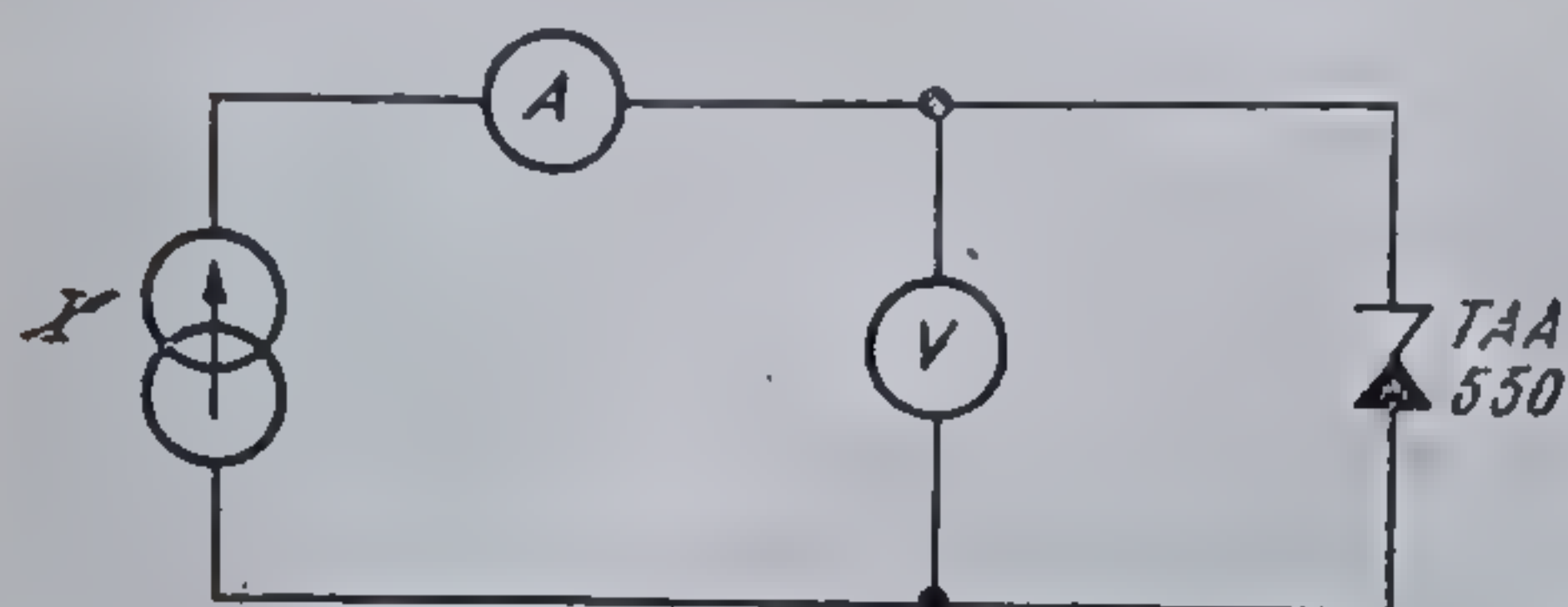
I este o sursă reglabilă de curent continuu;

A — miliampermetru de curent continuu;

V — voltmetru electronic de curent continuu.

Impunând $I = I_{ZN} = 5 \text{ mA}$, V_{ZN} trebuie să satisfacă condiția:

$$30 \text{ V} < V_{ZN} < 35 \text{ V}.$$



1.14 Circuitul de măsură al tensiunii stabilizate.

b) Curentul continuu invers I_R .

Se măsoară cu montajul din figura 1.15 la $T_a = 25^\circ\text{C}$, unde:

E este o sursă reglabilă de tensiune continuă;

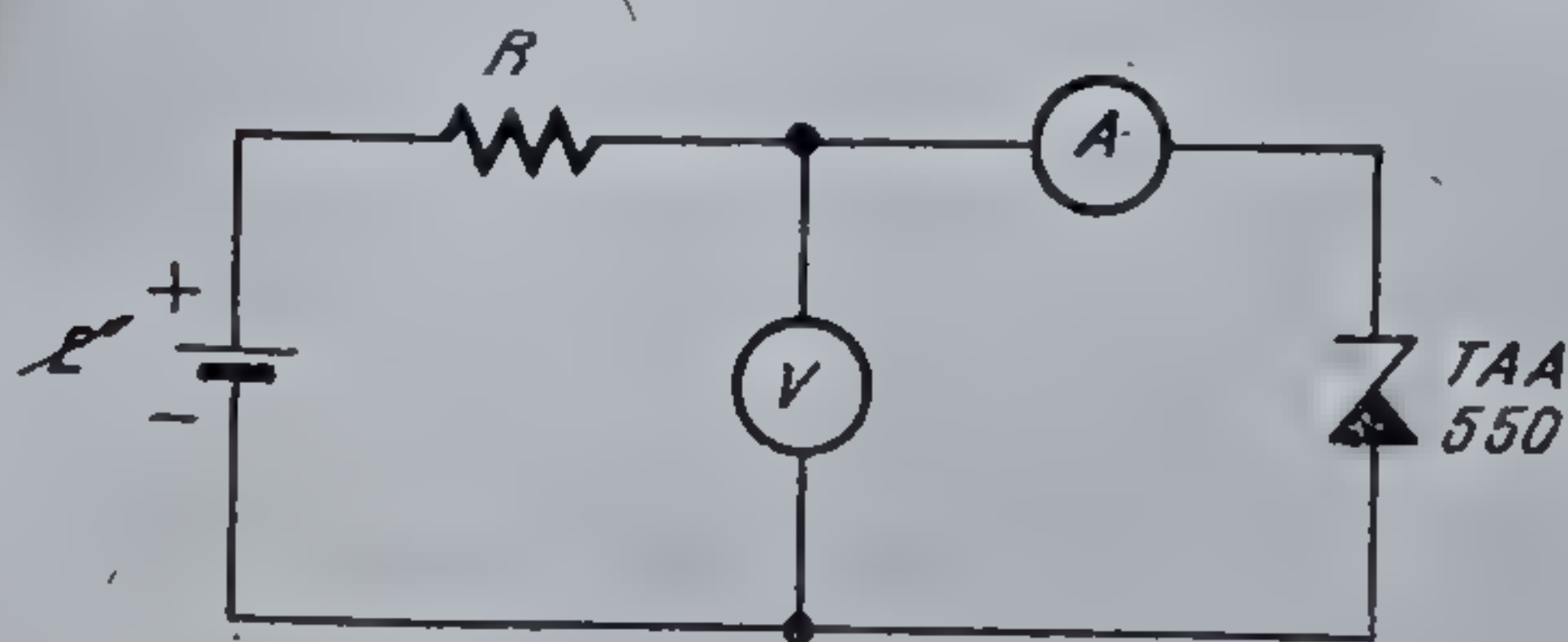
R — rezistență de protecție;

V — voltmetru de curent continuu;

A — microampermetru de curent continuu.

Se reglează sursa E astfel încât valoarea citită pe voltmetrul V să fie $V_R = 24 \text{ V}$ și se verifică relația:

$$I_R < 200 \mu\text{A}.$$



1.15 Circuitul de măsură al curentului continuu invers.

c) Rezistența diferențială r_e .

Se măsoară cu montajul din figura 1.16 la $T_a = 25^\circ\text{C}$, unde:

I este o sursă reglabilă de curent continuu;

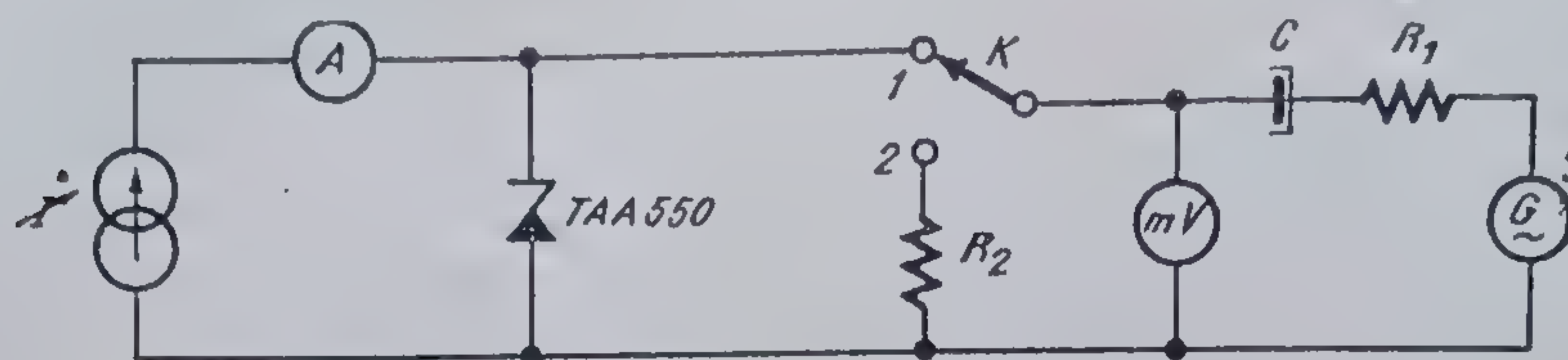
A — miliampermetru de curent continuu;

R_2 — rezistență egală cu valoarea tipică a rezistenței diferențiale r_e ;
($R_2 \approx 12 \Omega$)

mV — milivoltmetru selectiv;

G — sursă de tensiune alternativă de amplitudine reglabilă;

R_1 — rezistență de valoare mare față de valoarea rezistenței R_2 . Această rezistență împreună cu generatorul G realizează un generator echivalent de curent alternativ ($R_1 \approx 1 \text{ k}\Omega$);



1.16 Circuitul de măsură al rezistenței diferențiale electrice.

C — capacitate de separare ($C \simeq 10 \mu\text{F}$)

Condițiile de măsură sînt următoarele:

$$I = I_{ZN} = 5 \text{ mA};$$

$$f = 1 \text{ kHz};$$

$\Delta I = \pm 0,5 \text{ mA}$ (excursia de curent în jurul valorii I_{ZN} măsurată cu milivoltmetrul mV , prin intermediul căderii de tensiune pe rezistența R_2 , cu comutatorul K în poziția 2).

Relația de calcul este

$$r_e = \frac{V_1}{V_2} \cdot R_2, \quad (1.21)$$

unde V_1 și V_2 sînt tensiunile indicate de milivoltmetru pentru cele două poziții ale comutatorului K .

Trebuie îndeplinită condiția:

$$r_e \leq 25 \Omega.$$

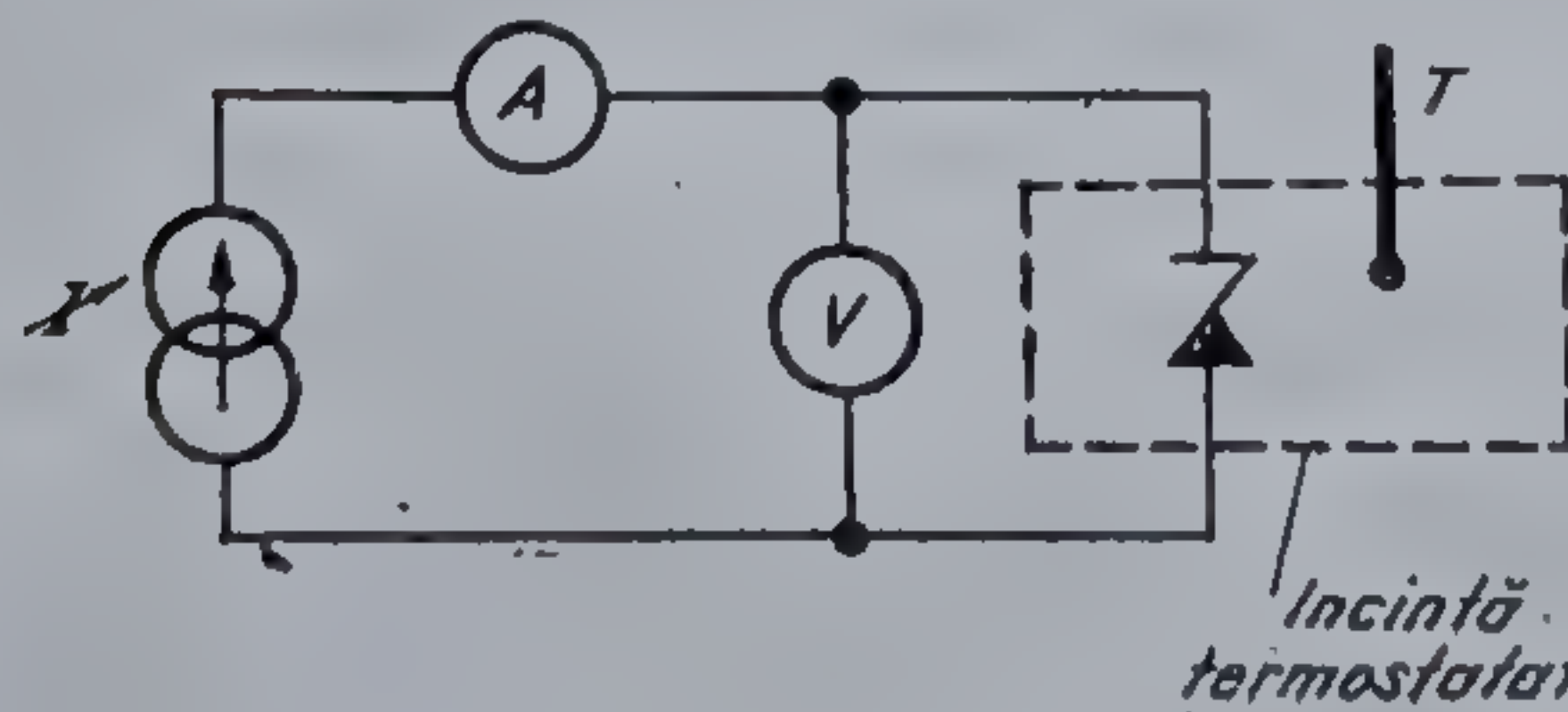
d) Coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate α_{V_Z}

Se măsoară cu montajul din figura 1.17 unde:

I este o sursă reglabilă de curent continuu;

A — miliampermetru de curent continuu;

V — voltmetru digital de curent continuu.

1.17 Circuitul de măsură al coeficientului de temperatură α_{V_Z} .

Se reglează curentul $I = I_{ZN} = 5 \text{ mA}$.

Se măsoară tensiunea V_Z la temperaturile $+10^\circ\text{C}$, $+25^\circ\text{C}$, $+50^\circ\text{C}$ după atingerea echilibrului termic în fiecare din cazuri.

Se calculează α_{V_Z} în conformitate cu relația:

$$\alpha_{V_Z} = 100 \frac{V_Z(T_2) - V_Z(T_1)}{V_Z(T_1)} \cdot \frac{1}{T_2 - T_1}, \quad (\%/^{\circ}\text{C}) \quad (1.22)$$

și se verifică faptul că pentru circuitul măsurat coeficientul de temperatură se plasează în intervalul:

$$\alpha_{V_Z} = (-10 \dots +5) 10^{-3} \quad \%/^{\circ}\text{C} \quad (1.23)$$

În cazul în care α_{V_Z} se găsește în afara acestui interval circuitul este considerat necorespunzător și se respinge.

Este evident că acest algoritm de măsurare al coeficientului de temperatură este total inoperant în cazul unei producții de serie mare în primul rînd din cauza timpului consumat (de ordinul 1 minut/bucată) și în al doilea rînd din cauza necesității manipulării multor date experimentale.

Din această cauză la *IPRS-BĂNEASA* s-a realizat ⁴ un aparat automat de testare a circuitului integrat *TAA 550* care măsoară pe lîngă toți parametrii specificați anterior și tensiunile V_{ZK} și V_{ZM} , furnizînd astfel o informație suplimentară asupra comportării circuitului.

Secvența totală de măsură pentru un circuit *TAA 550* durează aproximativ 1 sec. (în acest interval de timp este inclus și timpul necesar pentru măsurarea coeficientului α_{V_Z}).

Un interes deosebit, atît ca principiu, cît și ca realizare, îl prezintă modul în care se măsoară *rapid* coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate α_{V_Z} .

Ideea care stă la baza acestei măsurători rapide pleacă de la observația că în regiunea cu V_Z negativ, circuitul integrat *TAA 550* se comportă ca o diodă din Si polarizată direct. În acest fel circuitul poate fi încălzit prin puterea disipată în polarizare directă, iar temperatura sa poate fi măsurată și monitorizată prin determinarea variației tensiunii directe V_D la un anumit curent direct constant*.

Etapele procesului de măsurare a coeficientului de temperatură α_{V_Z} sînt următoarele:

- se măsoară înainte de încălzire tensiunea stabilizată $V_Z(T_0)$ și tensiunea de polarizare directă $V_D(T_0)$;
- se încălzește dispozitivul aplicîndu-i impulsuri de curent direct;
- după fiecare impuls se măsoară $V_Z(T)$ și $V_D(T)$;
- se determină:

$$V_D(T) = V_D(T_0) - V_D(T);$$

- se compară

$$\Delta T = \frac{\Delta V_D(T)}{\alpha_{V_D}}$$

cu ΔT fixat;

* Coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii directe are valoarea cunoscută:

$$\alpha_{V_D} \simeq -2,2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}.$$

— se continuă procesul ciclic de încălzire-măsurare-comparare pînă în momentul în care

$$\Delta T \geq \Delta T_{\text{fixat}};$$

— se determină α_{V_z} pe baza relației 1.22:

$$\alpha_{V_z} = 100 \frac{V_z(T) - V_z(T_0)}{V_z(T_0)} \cdot \frac{1}{\Delta T}$$

și se verifică inegalitățile 1.23.

1.3.3. Măsurări la utilizator

În cazul în care utilizatorul dorește o verificare a parametrilor sau o sortare după anumite valori particulare, se pot folosi principiile și schemele de măsurare menționate anterior.

Dacă se dorește o verificare a integrității circuitului — după o manevră care îl putea eventual defecta — se poate efectua rapid o măsurătoare specifică unei diode Zener utilizînd schema din figura 1.14.

Tensiunea citită pe voltmetrul V trebuie să fie cuprinsă în limitele 30 ... 35 V pentru un curent I prin diodă care ia valori în domeniul $I_{ZK} \dots I_{ZM}^*$.

Ținînd cont că restul de parametri a fost verificat la fabricant și că este foarte puțin probabil ca aceștia să iasă din limite, tensiunea stabilizată rămînd în continuare normală, se poate considera că rezultatul măsurătorii caracterizează corect starea circuitului.

O măsurătoare simplă, neconcludentă, deci cu posibilitatea de a ajunge la concluzii greșite se poate efectua utilizînd ohmetrul și verificînd de fapt caracteristica de diodă din siliciu pentru o polarizare directă a circuitului (vezi figura 1.5) și nu caracteristica inversă.

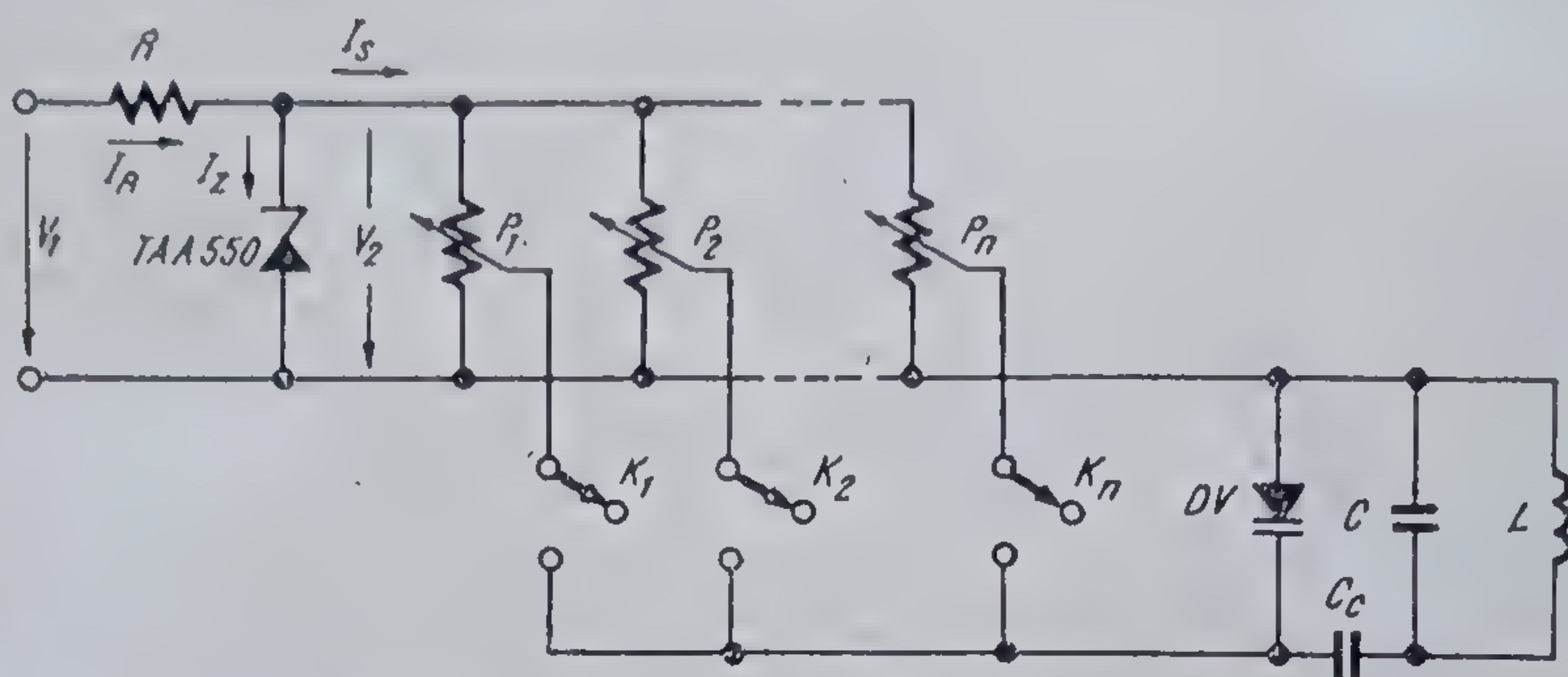
1.4 Aplicații

1.4.1. Indicații de utilizare

În paragraful 1.1.2. s-a justificat necesitatea unei stabilități mai bună de 1,5‰ a tensiunii de comandă a diodelor varicap, deci a tensiunii stabilizate V_z . Cele două elemente de bază ce conduc la variațiile acesteia, exceptînd stabilitatea în timp, sînt variațiile temperatură ale mediului ambiant și variația curentului de stabilizare I_z . În schemele uzuale sarcina nu variază, așa că singura cauză de modificare a lui I_z este tensiunea de alimentare**.

* Nu se recomandă lucrul la valori ale curentului mai mari de 10 mA fără utilizarea unui radiator.

** În televizoarele moderne nici tensiunea de alimentare a circuitului TAA 550 nu variază fiind de obicei o tensiune stabilizată de 150 ... 200 V.



1.18 Schema electrică simplificată a stabilizatorului pentru selectoare cu varicapuri realizat cu circuitul integrat TAA 550.

În figura 1.18 este prezentată schema electrică simplificată a stabilizatorului de tensiune realizat cu circuitul TAA 550.

După cum se poate vedea, tensiunea de comandă a diodei varicap DV , legată în paralel pe circuitul acordat LC prin capacitatea de cuplaj C_c este selectată prin intermediul comutatoarelor $K_1 \dots K_n$ de la potențiometrii $P_1 \dots P_n$. Sarcina este reprezentată prin potențiometrii $P_1 \dots P_n$ conectați în paralel.

Stabilizatorul propriu-zis este constituit din rezistența R și circuitul integrat TAA 550. Se poate remarca independența sarcinii stabilizatorului de poziția cursorilor pe potențiometrii și de starea comutatoarelor K , cu condiția ca numai unul să fie conectat, soluție folosită în practică.

Rezistența R și tensiunea V_1 trebuie alese astfel încât curentul de stabilizare al circuitului integrat să fie cuprins în domeniul uzual de lucru (2,5 ... 10 mA). Este indicată o valoare în jurul lui I_{ZN} (5 mA) căci la valori mai coborâte crește rezistența dinamică electrică, iar la valori mai ridicate circuitul începe să fie solicitat termic în situațiile de temperatură ridicată ale mediului ambiant.

Din punctul de vedere al variațiilor temperaturii ambiante, calculul este foarte simplu, căci în foaia de catalog sînt date valorile maxime pentru α_{V_Z} care înmulțite cu variația estimată pentru temperatura mediului ambiant conduc la limite de stabilitate exprimate în procente pentru V_Z .

Pentru a pune în evidență influența variației tensiunii de alimentare V_1 se vor determina valorile extreme pentru r_{th} utilizînd relația 1.16 și valorile limită ale coeficientului de temperatură α_{V_Z} :

$$r_{th1} = 10^{-2} \cdot 33^2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 400 = 22 \, \Omega,$$

$$r_{th2} = 10^{-2} \cdot 33^2 \cdot (-10) \cdot 10^{-3} \cdot 400 = -44 \, \Omega.$$

Corespunzător celor două situații extreme, considerînd relațiile 1.19 și 1.20 și ținînd cont că $r_e \leq 25 \, \Omega$:

$$r_{a1} = r_e + r_{th1} \approx 25 + 22 = 47 \, \Omega.$$

$$r_{a2} = r_{th2} = -44 \, \Omega.$$

Calculul este acoperitor dacă se consideră

$$r_d = \max (r_{d1}, |r_{d2}|) = 47 \Omega.$$

Se va arăta că această valoare relativ mare impune ca tensiunea V_1 să fie stabilizată pentru a se intra în domeniul de variație permis.

Pentru ca valoarea variațiilor relative ale curentului I_z să nu fie mult mai mare față de cea a variațiilor relative ale tensiunii V_1 este necesar ca $V_1 \gg V_z$. În aceste condiții se poate considera (cu aproximație) identitatea celor doi coeficienți de variație.

Pentru televizoarele fără stabilizator de tensiune, estimînd variația tensiunii V_1 la 20% se ajunge în final-pentru 5 mA curent mediu prin circuitul integrat-la o variație a lui V_z de:

$$\Delta V_z \cong I_z \cdot \frac{\Delta V_1}{V_1} \cdot r_d = 5 \cdot \frac{20}{100} \cdot 47 = 47 \text{ mV}.$$

Convertind rezultatul în procente se obține o stabilitate de

$$\left. \frac{\Delta V_z}{V_z} \right|_{T_a = ct} = \frac{47 \cdot 10^{-3}}{32} = 1,47\text{‰}.$$

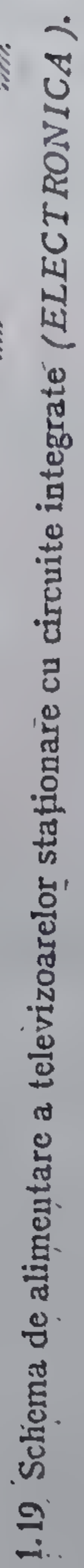
Deoarece în stabilitatea totală intervine și stabilitatea corespunzătoare temperaturii ambiante, rezultă necesitatea stabilizării tensiunii V_1 pentru ca pe ansamblu să aibă loc încadrarea în coeficientul dorit de 1,5‰.

1.4.2. Schemă de utilizare

În acest paragraf se va analiza schema de utilizare a circuitului TAA 550 în alimentatorul televizorului staționar cu circuite integrate TV 2 CI, TV5-6CI — ELECTRONICA (vezi figura 1.19).

În această configurație circuitul integrat servește ca referință de tensiune pentru alimentatorul general al televizorului și ca stabilizator compensat în temperatură pentru alimentarea diodelor varicap din selectoarele de canale FIF sau FIF și UIF.

Rolul elementelor este următorul: Si_1 , siguranță temporizată pentru rețea; R_1 crește rezistența echivalentă a sursei de tensiune în raport cu redresorul; C_1, L_1, C_2 grup de filtrare pentru componentele de înaltă frecvență; R_2 blider; D_1, C_4 grup de redresare, filtrare; C_3 înlătură oscilațiile la blocarea diodei D_1 ; Si_2 siguranță rapidă pentru protecția elementului regulator serie; R_3, R_4, R_5, R_6, R_7 reduc solicitarea termică și electrică a tranzistorului regulator serie Q_1 ; D_2 protejează tranzistorul Q_1 la tensiuni inverse accidentale; tranzistorul Q_2 driver pentru Q_1 ; C_6 capacitate de compensare în frecvență; D_3 protejează tranzistorul Q_2 , respectiv tranzistorul Q_1 la tensiuni inverse bază-emitor accidentale; R_{14}, R_{15}, R_{16} divizor de pe care se preia tensiunea de reacție; R_{13}, CI stabilizatorul cu TAA 550; L_2, C_8 grup de filtraj pentru componentele de zgomot de înaltă frecvență generate de CI; tranzistorul Q_3 amplificator care compară tensiunea de reacție cu cea de pe CI; Dioda D_4



protejează tranzistorul Q_3 la tensiuni inverse bază-emitor accidentale; R_{12} , R_{11} , C_5 , R_{10} , R_9 , constituie o sarcină pentru Q_3 , divizor pentru tensiunea aplicată prin D_3 în baza lui Q_2 , filtraaj și grup de întârziere pentru alimentarea regulatorului serie.

Grupul de stabilizare R_{13} , CI este alimentat de tensiunea stabilizată V_0 de 175 V. Curentul de stabilizare este de aproximativ 3 ... 3,7 mA. Datorită câștigului mare în curent al grupului Q_1 , Q_2 variațiile de curent în emitorul lui Q_3 sînt reduse, deci ponderea cea mai importantă în stabilitatea tensiunii pe circuitul integrat revine variațiilor de temperatură ale mediului ambiant. Reglajul tensiunii V_0 se face prin potențiometrul R_{15} .

În toate calculele de pînă acum s-a considerat o stabilitate în tensiune de 1,5‰ corespunzătoare unei variații de 500 kHz pentru o frecvență de acord maximă de 800 MHz. În realitate aplicațiile uzuale (în *FIF*) presupun o frecvență de pînă la 250 MHz, deci și stabilitatea cerută e mai redusă. Pentru frecvențe în gama 470 ... 800 MHz (*UIF*) se recomandă utilizarea unor circuite integrate sortate după parametrul α_{V_2} , pentru a se asigura stabilitatea dorită într-o gamă largă de temperaturi.

1.5. Alte circuite

ZTC 33

Acest circuit are structura electrică similară cu *TAA 550* dar, spre deosebire de acesta, este încapsulat în sticlă, fapt care determină o modificare a caracteristicilor termice. Capsula este prezentată în anexă (capsula *DO 35*)

Mărimile care caracterizează circuitul *ZTC 33* sînt date în tabelul 1.2.

Tabelul 1.2.

ZTC 33

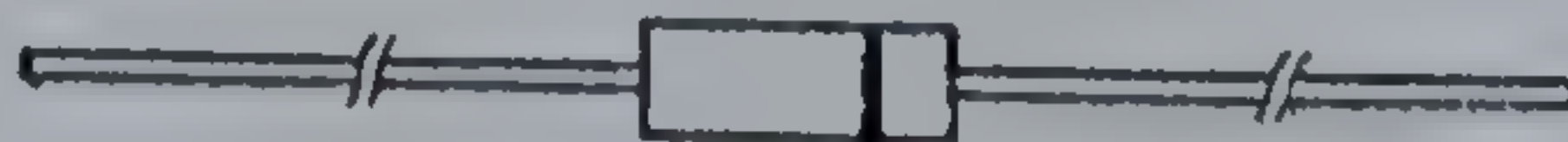
STABILIZATOR PENTRU SELECTOARE CU VARICAPURI

VALORI LIMITĂ ABSOLTUĂ

Curentul de stabilizare maxim	10 mA
Curentul de suprasarcină accidentală (sinusoidă de 50 Hz, dublu redresată pe o durată de 5 ... 10 s)	150 mA
Temperatura maximă a joncțiunii	+150°C
Gama temperaturilor de funcționare	0°C ... +70°C
Gama temperaturilor de stocare	-20°C ... +150°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

ZTC 33



Markă de catod

Capsulă DO-35

Tabelul 1.2 (continuare)

ZTC 33

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea stabilizată nominală	V_Z	$I_Z = 5 \text{ mA}$	30	32	35	V
Curentul invers	I_R	$V_R = 24 \text{ V}$			0,2	mA
Rezistența diferențială electrică	r_e	$I_Z = 5 \text{ mA}$ $f = 1 \text{ kHz}$		12	25	mA
Coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate	α_{V_Z}	$I_Z = 5 \text{ mA}$	-0,01		0,005	%/ $^\circ\text{C}$
Deriva în timp a valorii tensiunii stabilizate (Nota 1)		într-un interval de 48 de ore			± 100	mV
Timpul de stabilizare a valorii stabilizate	t_r	$\frac{\Delta V_Z(t_r)}{\Delta V_Z(\infty)} = 0,9$		20		sec.
Curentul de stabilizare minim	I_{ZK}				2	mA
Tensiunea directă	V_F	$I_F = 100 \text{ mA}$			1	V

Nota 1: Această valoare este determinată prin prelevare în condiții de supraîncărcare a circuitului ($I_Z = 10 \text{ mA}$). În cazul în care condiția de maxim nu e îndeplinită în raport de cel puțin 20/1 lotul respectiv este respins de C.T.C. intern.

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică jonctiune-ambiant (Nota 2)	$R_{th,j-a}$ (max.)	400	$^\circ\text{C/W}$
--	------------------------	-----	--------------------

Nota 2: Această valoare se obține pentru cazul în care terminalele sînt ținute la temperatura ambiantă la o distanță de 8 mm de capsulă.

BIBLIOGRAFIE

1. Statnic, E., Recepția emisiunilor de televiziune în UIF, Editura tehnică, București, 1972.
2. Ivanciuc, B. și Rubinov, H., Parametriceskije stabilizatori napriajenia na poluprovodnikovih priborah i magnitnih usiliteliah, Energhia, 1971.
3. * * * N.I.D. 3711/1974, M.I.C.M. - D.G.I.E.E., C.I.E.T.C., IPRS-BĂNEASA.
4. Tănase G., Sortator automat pentru circuitul integrat TAA 550, Notă internă - secția 2400, IPRS-BĂNEASA.
5. * * * Buletin tehnic nr. 4, I.I.S. ELECTRONICA, București.

2

Amplificator de FI, demodulator și preamplificator video

TDA 440

2.1. Prezentarea circuitului

2.1.1. Destinație

TDA 440 este un circuit integrat monolitic care constituie un sistem complet de *amplificare, demodulare și preamplificare-video a semnalului de frecvență intermediară (FI) din receptoarele TV alb-negru sau color.*

Circuitul este caracterizat prin următoarele performanțe generale:

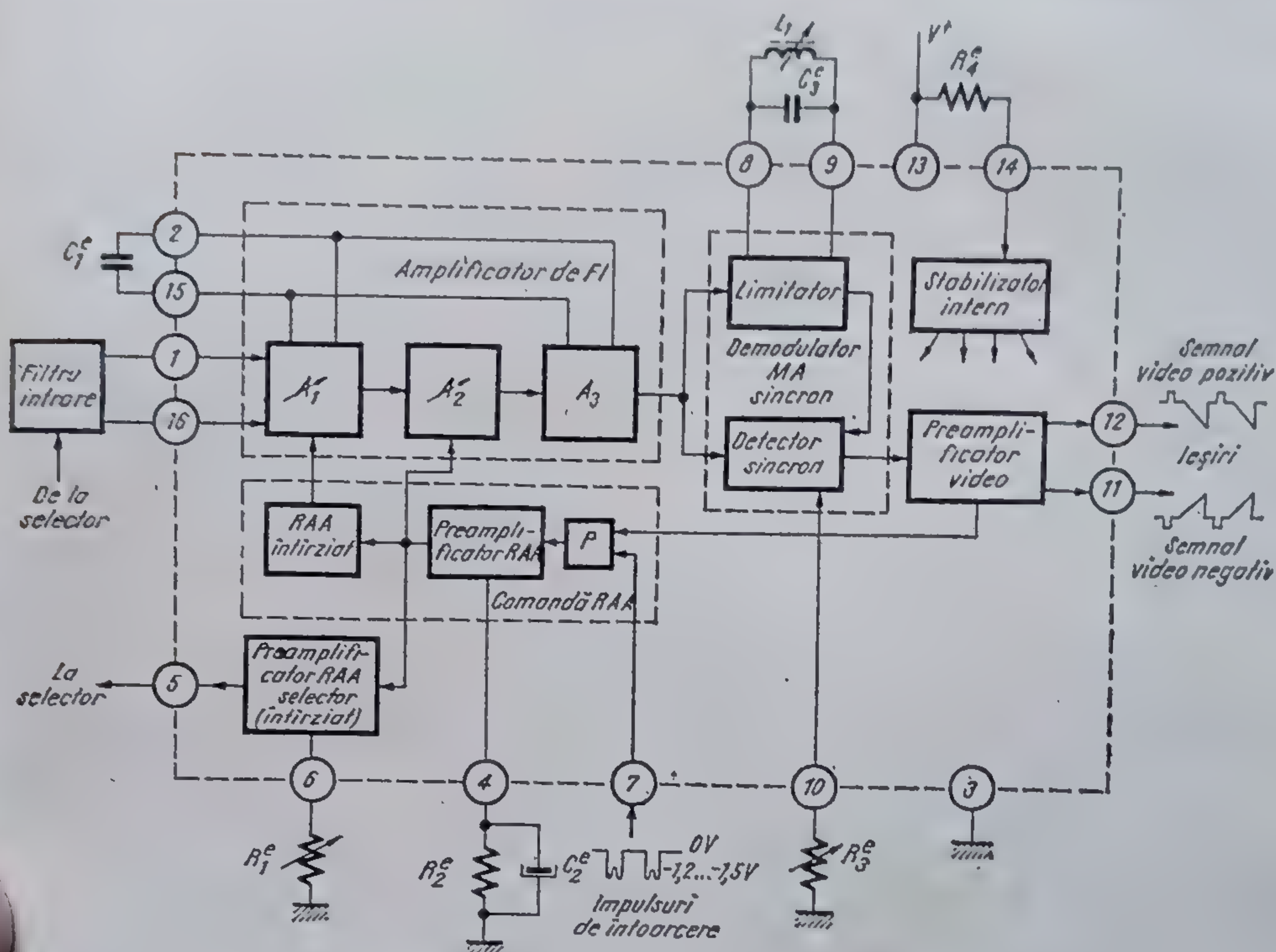
- câștig mare și stabilitate ridicată;
- impedanță de intrare de valoare constantă, independentă de reglajul automat al amplificării (RAA);
- amplitudinea semnalului video negativ este practic independentă de variațiile tensiunii de alimentare;
- prezență minimă a semnalului de FI la ieșirile video;
- RAA cu acțiune rapidă;
- produse de intermodulație foarte scăzute;
- semnalele video-pozitiv și video-negativ disponibile pe ieșiri de impedanță coborâtă;
- amplitudinea semnalului video ajustabilă prin nivelul de alb;
- întârzierea ajustabilă pentru semnalul de RAA al selectorului de canale.

Aceste performanțe completate cu numărul redus de componente exterioare și simplitatea interconectării cu celelalte blocuri ale receptorului TV permit realizarea unui *modul de FI ieftin și performant.*

Trebuie observat că circuitul integrat TDA 440 îndeplinește funcțiuni comune receptoarelor TV alb-negru și color și permite standardizarea blocului de FI pentru întreaga gamă de receptoare TV (portabile, staționare, alb-negru, color).

2.1.2. Schema bloc

Schema bloc a circuitului integrat TDA 440 este reprezentată în figura 2.1. În figură se indică și componentele exterioare indispensabile funcționării circuitului în modulul de FI al unui receptor TV.



2.1 Schema bloc a circuitului integrat TDA 440.

Cifrele plasate în cercuri corespund numărului terminalului pentru încapsularea în capsulă TO 117 (vezi tabelul 2.1 și anexa.). Linia întreruptă reprezintă „marginea” circuitului marcând astfel componentele de pe cip și componentele exterioare.

Circuitul TDA 440 este compus din următoarele blocuri:

- *Amplificatorul de FI*

Are un câștig maxim de 55 dB la frecvența de 38 MHz, ($v_o/v_i = 560$) și o bandă de aproximativ 50 MHz.

Este compus din trei etaje diferențiale (A_1 , A_2 și A_3), dintre care primele două cu câștig reglabil.

Echilibrul de curent continuu la ieșire este menținut datorită unei reacții negative, globale care acționează numai în curent continuu.

- *Demodulatorul MA sincron*

Este compus dintr-un detector sincron realizat cu un multiplicator dublu echilibrat și dintr-un bloc limitator realizat cu un etaj diferențial avînd ca sarcină un circuit LC acordat pe frecvența purtătoarei de imagine.

Detecția MA sincronă are loc prin efectuarea produsului analogic între semnalul amplificat și semnalul puternic limitat (care conține practic numai purtătoarea eliminînd modulația de amplitudine). Circuitele

amplificatoare-limitatoare care elimină modulația de amplitudine se denumesc curent în literatura de specialitate „circuite de refacere a purtătoarei” iar semnalul generat de ele „purtătoare refăcută”. Această terminologie se va folosi și în lucrarea de față.

● *Preamplificatorul video*

Are un câștig de 6 dB și o bandă de aproximativ 8 MHz.

Semnalul video complex este dirijat către cele două ieșiri (video-pozitiv și video-negativ) prin două repetitoare pe emitor (trebuie observat că impedanța coborâtă a celor două ieșiri video împreună cu defazajul de 180° între semnalele furnizate pe căile video-pozitiv și video-negativ simplifică considerabil problema interconectării modului de FI cu celelalte etaje ale receptorului TV);

● *Stabilizatorul intern*

Este un stabilizator de tip paralel care permite alimentarea cu tensiune constantă a amplificatorului de FI, a unora dintre componentele blocului de comandă a RAA și a preamplificatorului video.

Datorită stabilizatorului incorporat în circuit performanțele globale ale modului de FI realizat cu circuitul TDA 440 sînt practic independente de tensiunea de alimentare.

● *Circuitul de comandă al RAA*

Este compus dintr-un circuit poartă care este deschis de către impulsurile de întoarcere, aduse din baleiajul orizontal.

În timpul cursei inverse de linii nivelul semnalului de la ieșirea video-negativ este *nivelul de negru* și se aplică porții.

Preamplificatorul semnalului de RAA compară nivelul semnalului video cu o tensiune de referință stabilizată termic. Tensiunea de eroare care rezultă din această comparație este amplificată și detectată constituind semnalul de comandă al RAA.

Acest semnal de comandă este aplicat direct celui de al doilea etaj al amplificatorului de FI și apoi prin intermediul unui circuit de întârziere primului etaj al amplificatorului de FI.

Prin urmare, dacă, de exemplu, amplitudinea semnalului de la intrare scade, începe să crească mai întâi câștigul celui de al doilea etaj și apoi și cel al primului etaj.

● *Preamplificatorul semnalului de RAA pentru selector*

Este compus dintr-un etaj diferențial și un tranzistor care debitează curentul de comandă al circuitului de RAA al selectorului de canale.

Pe una din intrările etajului diferențial se aplică semnalul de comandă al RAA. Potențialul de curent continuu al celeilalte intrări se reglează cu ajutorul unui potențiometru exterior. Ajustînd acest potențial de curent continuu, se alege de fapt nivelul de semnal de la intrare de la care începe să fie redus tot mai pronunțat câștigul amplificatorului de RF din selector.

2.2. Schema electrică

Schema electrică a circuitului integrat *TDA 440* fabricat de *IPRS-BĂNEASA* este reprezentată în figura 2.2.

Circuitul se fabrică în două variante: *TDA 440P* și *TDA 440N*. Prima variantă se utilizează în receptoarele *TV* care au selectorul echipat cu tranzistorul amplificator de *RF* de tip *pnp*, iar a doua variantă în cele în care tranzistorul este *npn*. Interconexiunile corespunzătoare variantei *TDA 440N* sînt reprezentate în figura 2.2. cu linie punctată. Se constată că deosebirile sînt minime (ceea ce se schimbă în schemă este doar *sensul* curentului la terminalul 5 — curentul de comandă al *RAA* selector, iar în procesul tehnologic masca de interconexiuni).

În general varianta *TDA 440N* este puțin fabricată de firmele care produc acest circuit, marea majoritate a receptoarelor *TV* avînd amplificatorul de *RF* din selector echipat cu tranzistoare de tip *pnp* (se poate spune că circuitul impus ca standard este *TDA 440P*).

Notă Deși receptoarele *TV ELECTRONICĂ* utilizează de cele mai multe ori în selector ca amplificator de *RF* tranzistorul *BF 200* (*nnp*) modulul de *FI* este echipat totuși cu *TDA 440P*. Comanda corectă a cîștigului selectorului se realizează cu ajutorul unui tranzistor inversor plasat pe calea de comandă a *RAA* selector.

TDA 440 este un circuit complex, fapt ilustrat și de numărul componentelor — 55 de tranzistoare, 20 de diode, o diodă Zener de putere, 86 de rezistențe — incluse pe un cip cu o suprafață de 3,6 mm².

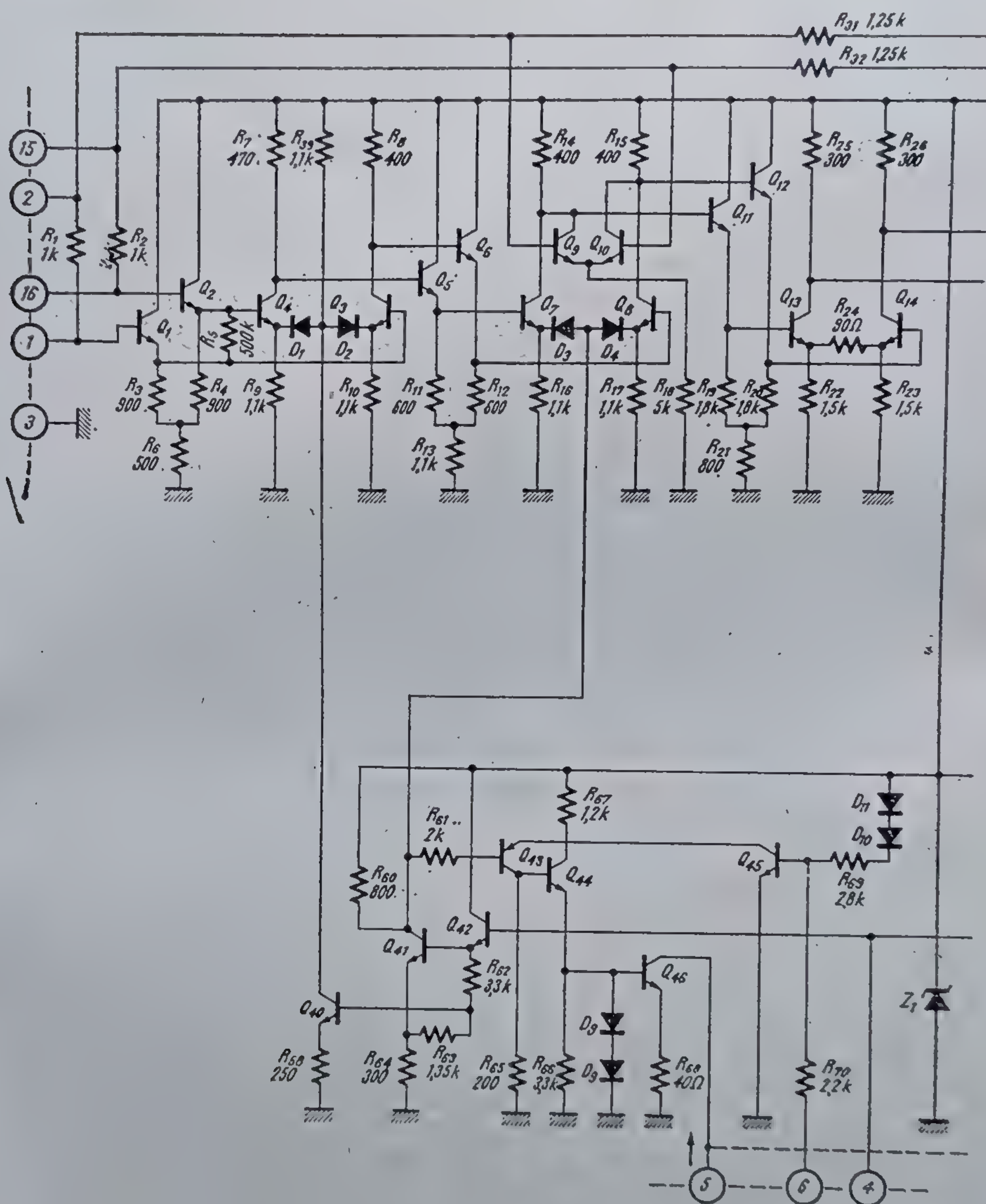
2.2.1. Descrierea funcționării circuitului integrat *TDA 440*

Semnalul de *FI* de la ieșirea selectorului este aplicat intrării diferențiale (terminalele 1, 16) a amplificatorului de *FI* de la un filtru trece bandă exterior circuitului. Acest filtru realizează pentru semnalul de *FI* caracteristica de frecvență care asigură selectivitatea receptorului precum și rejecțiile canalelor adiacente.

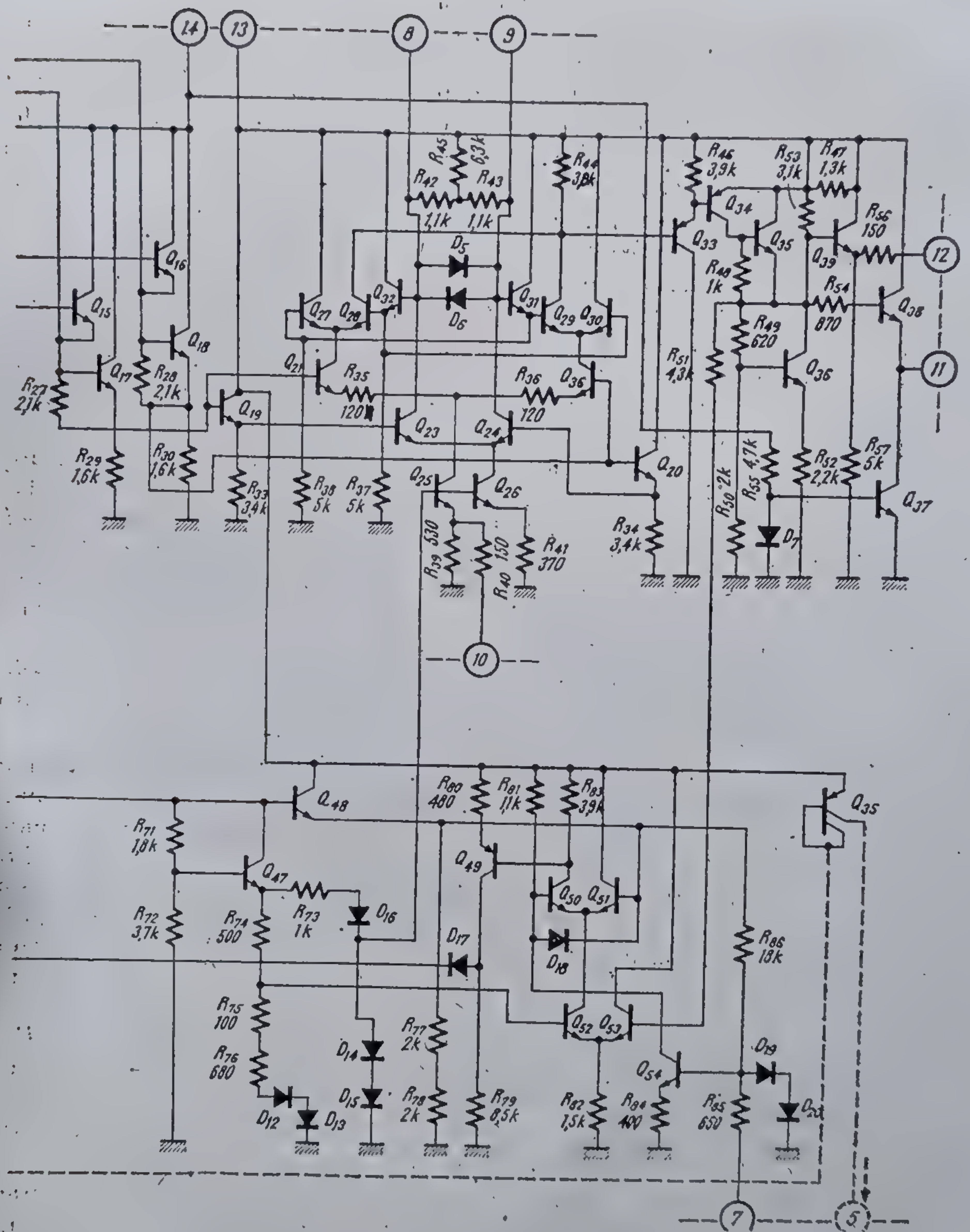
Amplificatorul de *FI* ridică nivelul semnalului de la intrare la o valoare optimă pentru detecția sincronă.

Acțiunea *RAA* pe primele două etaje asigură o amplitudine constantă a semnalului la ieșirea celui de al treilea etaj, dacă semnalul de intrare își modifică amplitudinea în gama 240 μV_{ef} (pragul tipic de sensibilitate minimă) ... 140 mV_{ef} (dinamica *RAA* pentru *TDA 440* are valoarea tipică de 55 dB).

Pentru asigurarea stabilității punctelor de funcționare și a unui bun echilibru de curent continuu la ieșire, blocul de amplificare de *FI* din circuitul *TDA 440* mai cuprinde și o buclă de reacție negativă de curent continuu (care nu este reprezentată în schema bloc din figura 2.1). Tensiunile diferențiale de la intrare și ieșire sînt însumate (sumator cu rezistențe) și filtrate de componenta alternativă cu ajutorul condensatorului exterior *C_i* (conectat la



2.2 Schema electrică a circuitului integrat TDA 440P (interconexiunile



pentru varianta TDA 440N sînt reprezentate cu linie punctată).

terminalele 2, 15). Tensiunea de eroare (de curent continuu) de la terminalele 2, 15 este amplificată de un etaj diferențial care corectează punctele de funcționare ale etajului A_2 în vederea menținerii echilibrului de curent continuu la ieșirea diferențială a amplificatorului de FI.

Semnalul de FI amplificat este detectat de către demodulatorul MA sincron. Demodulatorul este constituit dintr-un multiplicator analogic dublu echilibrat care face produsul între semnalul de FI (purătoare modulată) și purătoarea nemodulată (refăcută) generată de etajul limitator. Pentru „refacerea purătoarei” în etajul limitator se utilizează circuitul L_1, C_3 conectat la terminalele 8, 9 și acordat pe frecvența intermediară.

În urma multiplicării analogice la ieșirea demodulatorului rezultă o componentă de joasă frecvență care este chiar semnalul video complex și o componentă de frecvență ridicată (dublul frecvenței purătoare a semnalului de FI) care va fi eliminată datorită caracteristicii de frecvență căzătoare a preamplificatorului video și cuplării ieșirilor video la celelalte blocuri ale receptorului TV prin filtru trece-jos.

Semnalul video este amplificat de două ori (6 dB) de etajul preamplificator video. Blocul preamplificator video are două ieșiri de impedanță coborâtă care furnizează semnale defazate cu 180° , ieșirea de semnal video-negativ (terminalul 11) și ieșirea de semnal video-pozitiv (terminalul 12).

Rezistența variabilă R_3 conectată între terminalul 10 și masă modifică regimul de curent continuu al multiplicatorului analogic fără a afecta performanțele dinamice ale acestuia.

Prin modificarea valorii curenților în multiplicator se schimbă potențialele de curent continuu la ieșirile video 11 și 12 și prin aceasta și amplitudinea semnalului video.

Mecanismul acestui proces este următorul: bucla de RAA a circuitului menține constant, pentru un semnal de intrare în domeniul RAA ($240 \mu V_{ef} \dots 140 mV_{ef}$) nivelul de negru deci și valoarea de vîrf-jos a semnalului video-negativ. Deoarece vîrfurile de jos al semnalului demodulat este menținut constant, modificarea prin ajustarea rezistenței R_3 a potențialului de curent continuu la ieșirile video are ca efect schimbarea amplitudinii semnalului demodulat. Cu cît se asigură din rezistența reglabilă R_3 un potențial de curent continuu mai ridicat pentru ieșirea 11 cu atît amplitudinea semnalului video este mai mare.

Trecerea semnalului video către preamplificatorul semnalului de RAA se face prin poarta P. Această poartă este deschisă dacă potențialul aplicat terminalului 7 este cuprins în intervalul $-1,5 \dots +0,5$ V.

În modulul de FI al receptoarelor TV poarta P este atacată cu impulsurile de întoarcere de amplitudine $-1,2 \dots -1,5$ V*.

Dacă poarta P este deschisă semnalul video este transmis preamplificatorului semnalului de RAA, care este format dintr-un etaj diferențial, o referință de tensiune compensată termic și un convertor tensiune-curent.

Tensiunea de referință se obține de la stabilizatorul intern care este o diodă Zener de putere conectată la terminalul 14 și alimentată prin rezistența exterioară R_4 .

* Vezi § 2.2.5.

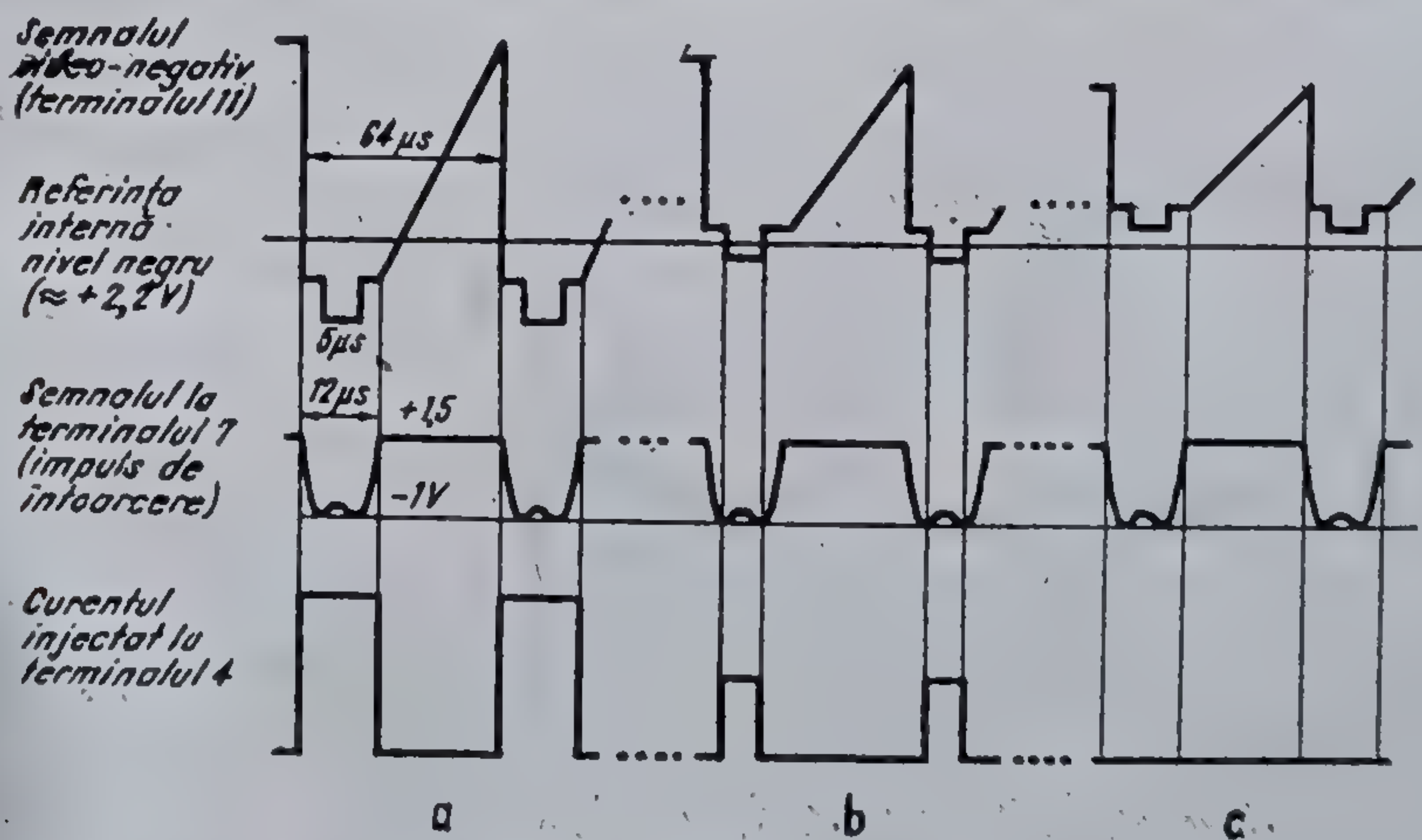
Această tensiune de referință constituie nivelul de negru al semnalului video-negativ. În timpul funcționării valoarea de vîrf-jos a semnalului de la ieșirea 11 este menținută de bucla de RAA constantă și egală cu tensiunea de referință pentru orice valoare a semnalului de intrare cuprinsă în domeniul de RAA .

Amplificatorul diferențial primește pe o intrare semnalul video și pe cealaltă tensiunea de referință. Semnalul de eroare este convertit în curent de convertorul tensiune-curent, iar curentul de eroare este dirijat către terminalul 4 la care este conectat un circuit de integrare R_2^e, C_2^e .

Dacă semnalul video este mai mare decît tensiunea de referință, dezechilibrul etajului diferențial are ca efect blocarea generatorului de curent care debitează către terminalul 4.

Dacă semnalul video este mai mic decît tensiunea de referință dezechilibrul amplificatorului diferențial deschide generatorul de curent, care debitează un curent proporțional cu tensiunea de eroare.

Trebuie observat că în modulul de FI al receptorului TV poarta P este deschisă de impulsurile de întoarcere. Pe durata acestor impulsuri semnalul video se află pe nivelul de negru. În consecință, atunci cînd nivelul de negru la ieșirea video-negativă este mai scăzut decît referința de tensiune internă, generatorul de curent din preamplificatorul semnalului de RAA generează către terminalul 4 un impuls de curent. Acest impuls are durata egală cu durata impulsului de întoarcere și amplitudinea proporțională cu diferența dintre tensiunea de referință și nivelul de negru la ieșire. Această funcționare este



2.3 Principiul de funcționare al circuitului de comandă al RAA (desenul nu este la scară).

ilustrată de diagramele reprezentate în figura 2.3 unde s-au luat în considerare următoarele cazuri:

(a) semnal foarte mare (nivelul de negru al semnalului video este mai mic decît referința de tensiune);

(b) semnal mare;

(c) semnal mic (nivelul de negru al semnalului video mai mare decât referința de tensiune).

Generatorul de curent funcționează numai în situațiile din cazurile (a), (b).

Impulsurile de curent sînt integrate de grupul R_2, C_2 , rezultînd pe terminalul 4 un nivel de tensiune continuă (V_4) care comandă efectiv cîștigul amplificatorului de FI al circuitului, precum și preamplificatorul semnalului de RAA pentru selector.

Valoarea tensiunii V_4 este ajustată la fiecare impuls de întoarcere și se păstrează aproximativ constantă pe durata unei linii (cînd poarta P este blocată) datorită memorării tensiunii la bornele grupului integrator R_2, C_2 . Deci, pe durata unei linii cîștigul amplificatorului de FI este menținut constant.

Blocul de întîrziere al semnalului de RAA pentru secțiunea A_1 a amplificatorului de FI divizează tensiunea V_4 . Această tensiune de comandă divizată se aplică pe baza tranzistorului care acționează asupra cîștigului etajului A_1 . Evident, datorită divizării, cînd semnalul la intrare scade, mai întîi crește cîștigul secțiunii A_2 și apoi și cel al secțiunii A_1 .

Tensiunea V_4 se aplică de asemenea preamplificatorului pentru semnalul de RAA al selectorului. Un amplificator diferențial primește tensiunea V_4 pe una dintre intrări și un potențial reglabil cu ajutorul rezistenței R_1 conectate la terminalul 6 pe cealaltă intrare. Tensiunea de eroare se aplică unui convertor tensiune-curent, care debitează la terminalul 5 curentul de comandă al selectorului.

Cîștigul amplificatorului de FI este invers proporțional cu tensiunea de comandă a RAA (V_4). Dacă tensiunea V_4 crește, cîștigul scade și viceversa.

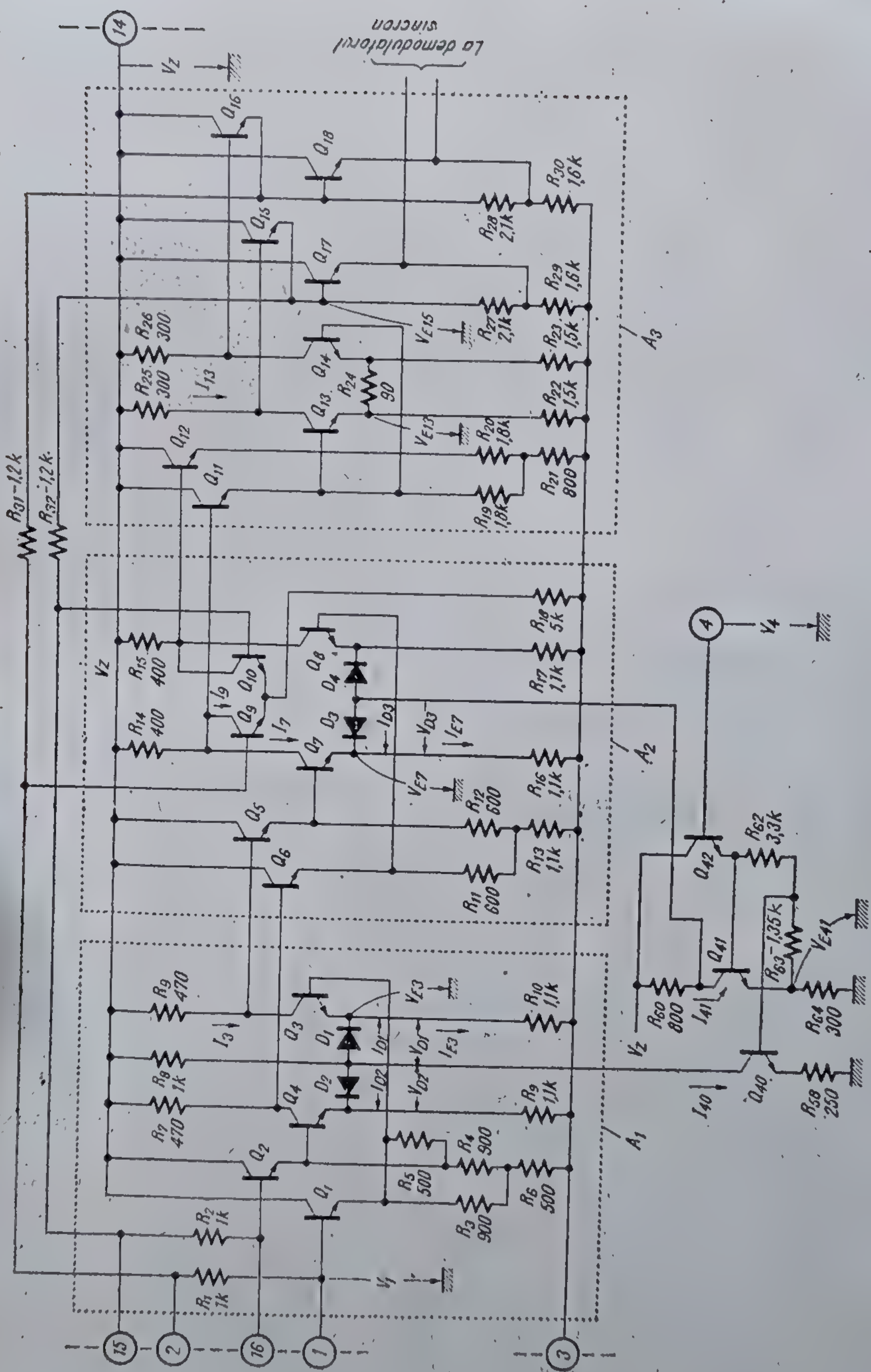
Pentru $V_4 = 0$ amplificatorul de FI are un cîștig maxim cu o valoare tipică de 55 dB (amplifică de aproximativ 560 ori).

2.2.2. Amplificatorul de FI

Schema electrică este reprezentată în figura 2.4. Se observă că amplificatorul de FI este compus din trei etaje diferențiale, tranzistoarele $Q_3—Q_4$, $Q_7—Q_8$, $Q_{13}—Q_{14}$ — atacate prin repetoare pe emitor — respectiv tranzistoarele $Q_1—Q_2$, $Q_5—Q_6$, $Q_{11}—Q_{12}$.

Etajele diferențiale și repetoarele de intrare aferente formează trei secțiuni de amplificare care s-au notat — pentru o mai ușoară urmărire a schemei A_1 , A_2 , A_3 .

Secțiunile A_1 și A_2 au cîștigul reglabil. Modificarea valorii cîștigului se realizează prin variația rezistenței dinamice a diodelor $D_1—D_2$ și respectiv $D_3—D_4$, rezistență controlată prin valoarea componentei de curent continuu care trece prin diodă.



2.4 Schema amplificatorului de FI.

Semnalul de RAA acționează asupra câștigului secțiunilor A_1 , A_2 astfel că pentru semnale de intrare cuprinse între $240 \mu V_{ef}$ și $140 mV_{ef}$, semnalul la ieșirea amplificatorului de FI va avea o amplitudine constantă de aproximativ $140 mV_{ef}$.

Pentru a pune în evidență modul în care se realizează variația câștigului uneia din secțiunile A_1 , A_2 se va considera ca exemplu secțiunea A_1 . În figura 2.5. a se dă o schemă simplificată a secțiunii A_1 .

Presupunând o excitație diferențială (semnalul față de masă pe o intrare este $+v_i$, iar pe cealaltă $-v_i$) și ținând cont de simetria schemei, se constată că potențialul anozilor diodelor D_1 și D_2 rămâne constant. Prin urmare, din punct de vedere al funcționării diferențiale, anozii diodelor pot fi legați la masă rezultând schema echivalentă din figura 2.5.b. Din inspecția acestei scheme echivalente rezultă relațiile:

$$-a_1 v_i = R_7 i_4; \quad a_1 v_i = R_8 i_3$$

$$v_i = (R_9 \parallel r_{a2}) i_4; \quad -v_i = -(R_{10} \parallel r_{a1}) i_3$$

unde i_4 și i_3 sînt variațiile mici ale curentului de colector față de valoarea statică.

Valoarea amplificării diferențiale a_1 a secțiunii A_1 , se obține direct:

$$a_1 = \frac{R_8}{R_{10} \parallel r_{a1}} = \frac{R_7}{R_9 \parallel r_{a2}} \quad (2.1)$$

Deoarece rezistența dinamică r_a a unei diode semiconductoare depinde de componenta de curent continuu I_D care o străbate, în conformitate cu relația

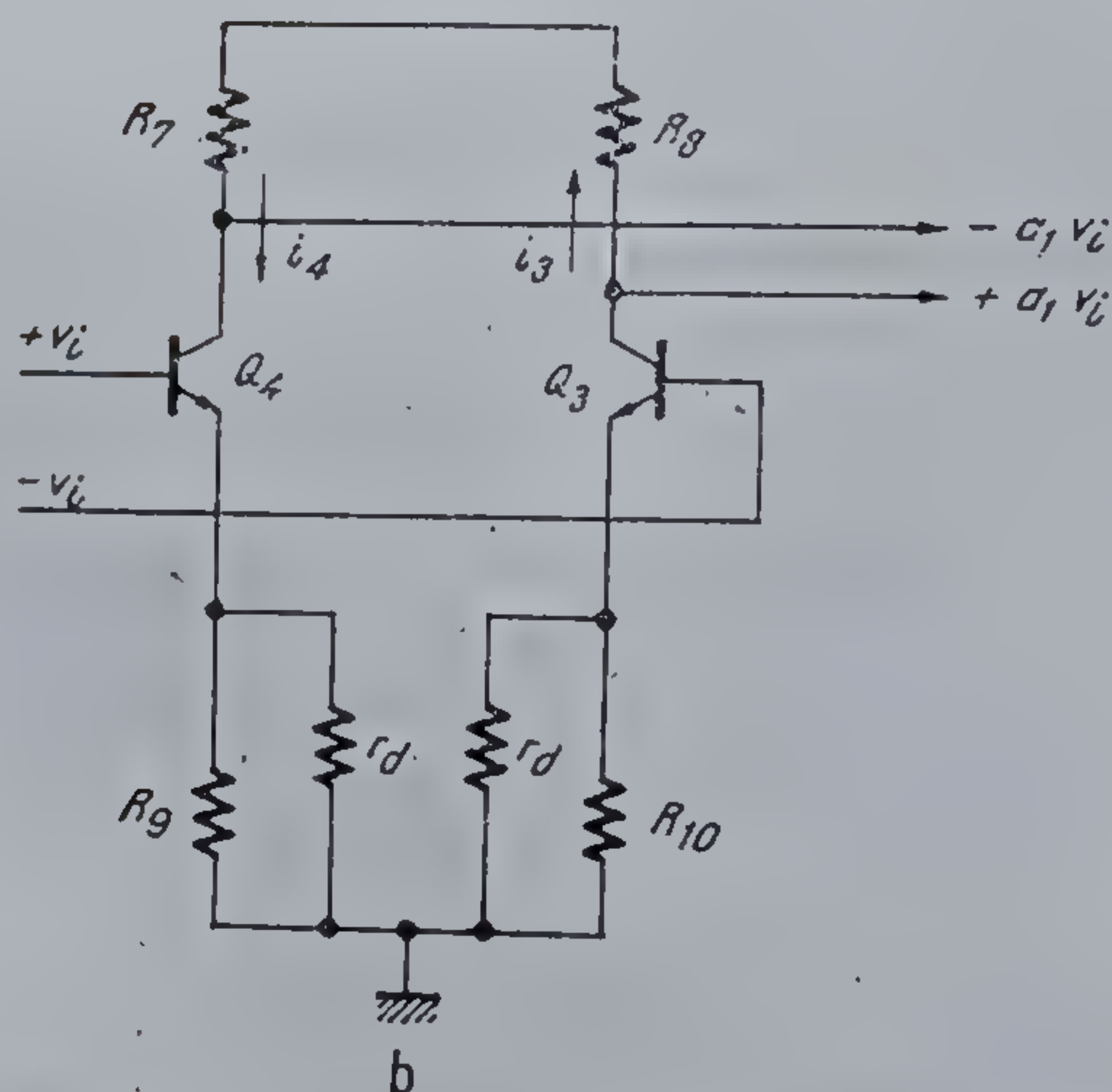
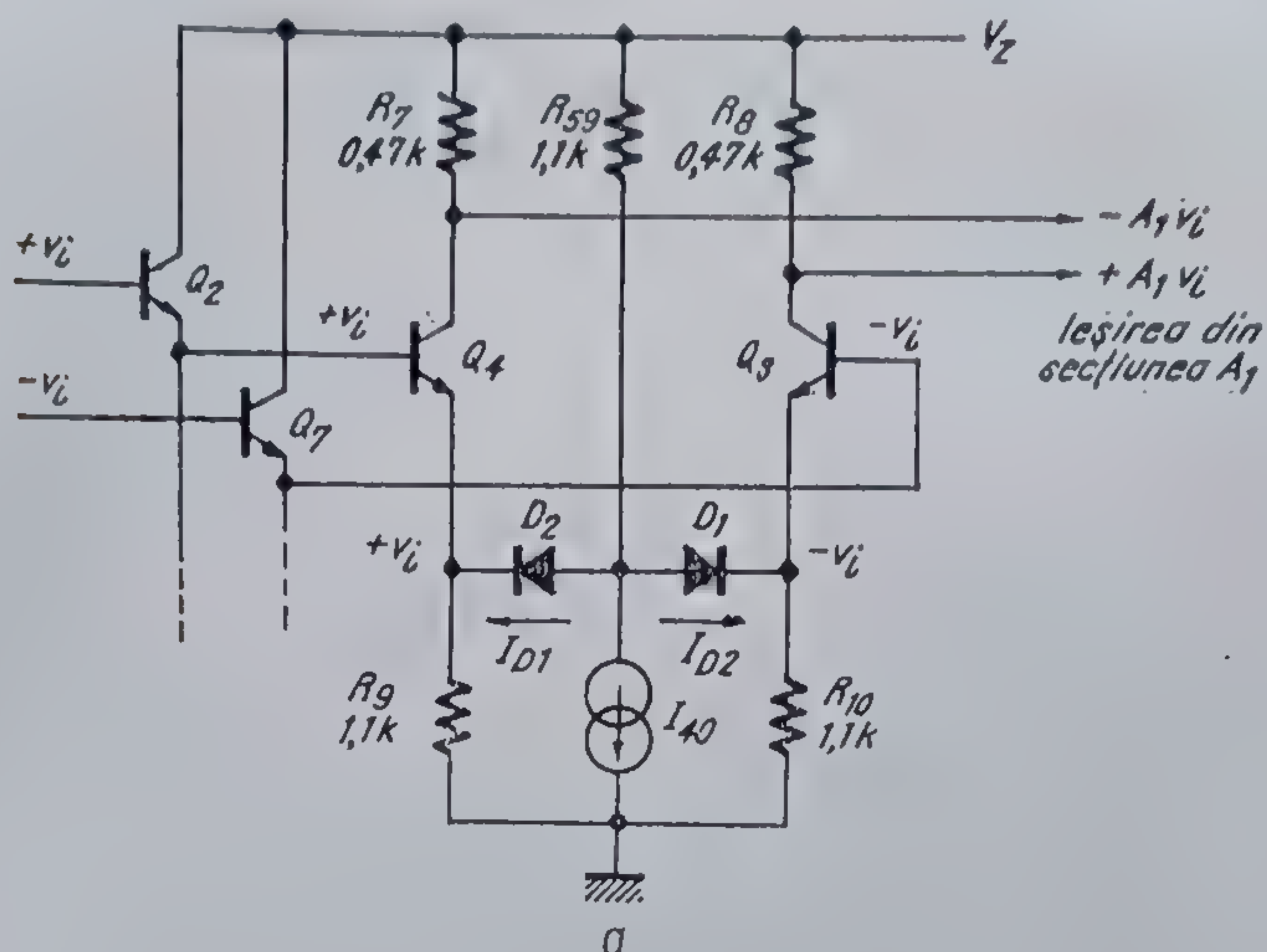
$$r_a = \frac{kT}{qI_D},$$

rezultă că prin modificarea componentei de curent continuu I_{D1} , I_{D2} prin diodele D_1 și D_2 se va modifica și valoarea câștigului secțiunii A_1 (la creșterea respectiv scăderea curentului prin diode câștigul crește, respectiv scade).

Modul de reglaj al valorii amplificării secțiunii A_2 este identic cu cel descris pentru secțiunea A_1 ; rezistența dinamică reglabilă este în acest caz cea a diodelor D_3 , D_4 . Se obține:

$$a_2 = \frac{R_{14}}{R_{10} \parallel r_{a3}} = \frac{R_{15}}{R_{17} \parallel r_{a4}} \quad (2.2)$$

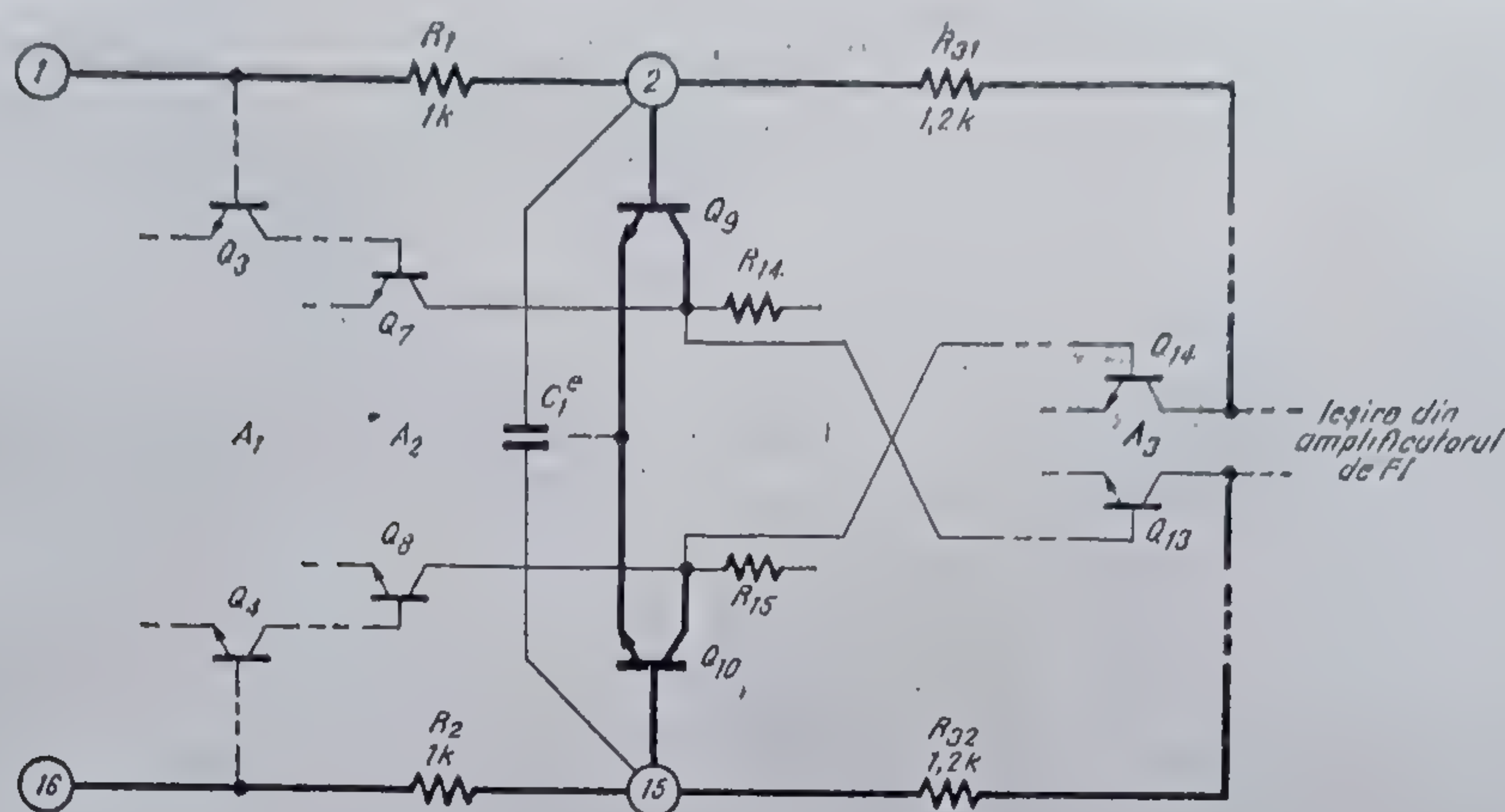
Curenții prin perechile de diode D_1 , D_2 și D_3 , D_4 sînt controlați prin intermediul curenților de colector ai tranzistoarelor Q_{40} și respectiv Q_{41} , care la rîndul lor depind de tensiunea V_4 între terminalul 4 și masă. Din această cauză tensiunea V_4 va fi denumită în continuare *tensiunea de comandă a RAA*.



2.5 Schema simplificată (a) și schema echivalentă (b) a secțiunii A_1 a amplificatorului de FI.

Expresia amplificării a_3 rezultă dintr-un raționament similar cu cel prin care s-au obținut expresiile pentru a_1 și a_2 . Observând că din punct de vedere diferențial mijlocul rezistenței R_{24} este la potențial constant și că $R_{24}/2 \ll R_{22}, R_{23}$, rezultă

$$a_3 = \frac{2R_{25}}{R_{24}} = \frac{2R_{26}}{R_{24}} \quad (2.3)$$



2.6 Schema simplificată a buclei de reacție în curent continuu a amplificatorului de FI.

În schema amplificatorului de FI este prevăzută și o buclă de reacție negativă care acționează *numai în curent continuu*, menținând practic egalitatea potențialelor de curent continuu ale bornelor de ieșire ale amplificatorului de FI (emitoarele tranzistoarelor Q_{17} , Q_{18}). Dacă această buclă nu ar exista, dezechilibre extrem de mici ale intrării amplificatorului de FI ar conduce datorită amplificării mari a schemei la dezechilibre foarte importante ale ieșirii.

Implementarea acestei bucle de reacție și modul în care acționează rezultă din figura 2.6. Pentru simplitate — în această figură — nu s-au mai desenat repetoarele de intrare, ieșire și cele care cuplează între ele etajele amplificatorului de FI (conexiunile cu linie întreruptă). Funcționarea buclei are ca efect menținerea egalității între tensiunile diferențiale de ieșire ale amplificatorului de FI. Deoarece intrările (terminalele 1 și 16) sînt practic la echilibru și ieșirile vor fi menținute la echilibru.

Dezechilibrarea etajului diferențial Q_9 , Q_{10} , ca urmare a unui dezechilibru la ieșire modifică valoarea curenților prin rezistențele R_{14} și R_{15} care determină la rîndul lor o modificare a curenților prin tranzistoarele Q_{13} , Q_{14} în sensul compensării dezechilibrului inițial și deci în final a menținerii aceleiași valori de curent continuu pentru tensiunea de la ieșirea etajului.

Condensatorul C_1^e cuplat în exteriorul circuitului între bazele tranzistoarelor Q_9 și Q_{10} (terminalele 2 și 15) elimină componenta alternativă care apare la intrarea etajului diferențial Q_9 — Q_{10} , făcînd ca reacția să fie operativă numai în curent continuu.

În continuare se va determina regimul de curent continuu al amplificatorului de FI, (folosind figura 2.4), obținîndu-se ca rezultate importante valoarea potențialelor bornelor de intrare și ieșire și valoarea tensiunii de comandă a RAA pentru cîștig maxim și minim.

Regimul de curent continuu al amplificatorului de FI este descris de următoarele ecuații (în scrierea acestor ecuații se presupune că toate tranzistoarele au aceeași tensiune bază-emitor și un câștig în curent suficient de mare, astfel ca să se poată neglija curenții de bază față de cei de colector și emitor):

$$V_{E3} = V_1 - V_{BE1} - V_{BE3} \simeq V_1 - 2V_{BE} \quad (2.4)$$

$$I_{E3} = \frac{V_{E3}}{R_{10}} = I_3 + I_{D1} \quad (2.5)$$

$$V_{E7} = V_Z - R_8 I_3 - 2V_{BE} \quad (2.6)$$

$$I_{E7} = \frac{V_{E7}}{R_{16}} = I_7 + I_{D3} \quad (2.7)$$

$$I_9 = \frac{V_1 - V_{BE9}}{2R_{18}} \quad (2.8)$$

$$V_{E13} \simeq V_Z - R_{14}(I_9 + I_7) - 2V_{BE} \quad (2.9)$$

$$I_{13} = \frac{V_{E13}}{R_{22}} \quad (2.10)$$

$$V_{E15} = V_Z - R_{25} \cdot I_{13} - V_{BE} \quad (2.11)$$

$$V_{E15} = V_1 \quad (2.12)$$

$$I_{D1} = \frac{V_Z - V_{D1} - V_{E3}}{2R_{59}} - \frac{I_{40}}{2} \quad (2.13)$$

$$I_{D3} = \frac{V_Z - V_{D3} - V_{E7}}{2R_{60}} - \frac{I_{41}}{2} \quad (2.14)$$

Tensiunea la bornele stabilizatorului intern a fost notată cu V_Z .

În continuare se va calcula valoarea tensiunii de intrare (V_1 , V_{10}), a tensiunii de comandă a RAA (V_4) și a tensiunii de ieșire (V_{E17} , V_{E18}).

Rezolvarea sistemului 2.2 — 2.14 conduce la următoarea expresie pentru tensiunea de curent continuu de la intrare:

$$\begin{aligned} V_1 = V_{10} = V_Z & \left[1 + \frac{R_{25}}{R_{22}} \left(\frac{R_8 \cdot R_{14}}{R_9 \cdot R_{16}} - \frac{R_{14}}{2R_{18}} \right) \right]^{-1} \cdot \left\{ V_Z \left[1 - \frac{R_{25}}{R_{22}} \left(1 - \frac{R_{14}}{R_{16}} \right) \right] + \right. \\ & \left. + \left[2 \frac{R_{25}}{R_{22}} \left(1 + \frac{R_8 R_{14}}{R_9 R_{16}} - \frac{R_{14}}{R_{10}} \right) - 1 \right] V_{BE} + I_{D1} \frac{R_8 R_{14} R_{25}}{R_{16} R_{22}} - I_{D3} \frac{R_{14} R_{25}}{R_{22}} \right\}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Înlocuind valorile rezistențelor conform schemei din figura 2.4 rezultă:

$$V_1 = V_{16} = 0,842V_Z - 0,664V_{BE} + 0,0281I_{D1} - 0,084I_{D3}. \quad (2.16)$$

Observație. Relația 2.16 pune în evidență faptul că tensiunea pe terminalul 1 al circuitului TDA 440 este dependentă de valoarea tensiunii V_Z .

Examinînd figura 2.4, rezultă valoarea tensiunii de comandă a RAA:

$$V_4 = V_{BE42} + V_{BE41} + V_{E41} \simeq V_{E41} + 2V_{BE}. \quad (2.17)$$

$$V_{E41} = R_{64} \left(I_{41} + \frac{V_4 - V_{BE42}}{R_{62} + R_{63} + R_{64}} \right) \quad (2.18)$$

Răzolvînd sistemul 2.17, 2.18, rezultă:

$$V_4 = \frac{R_{64}I_{41} + V_{BE} \frac{R_{64}}{R_{62} + R_{63} + R_{64}}}{1 - \frac{R_{64}}{R_{62} + R_{63} + R_{64}}} + 2V_{BE} \quad (2.19)$$

Se observă că tensiunea de comandă a RAA este determinată de mărimi controlabile suficient de precis (valori de rezistențe, V_{BE}); în mod esențial intervine valoarea curentului I_{41} .

Amplificarea la valoarea minimă

Condiția evidentă pentru obținerea valorii minime a amplificării este:

$$I_{D1} = I_{D2} = 0,$$

$$I_{D3} = I_{D4} = 0.$$

Considerînd $V_Z = 6V$ (valoarea tipică a tensiunii Zener interne) și $V_{BE} \simeq 0,7V$ rezultă conform relației 2.16 tensiunea pe terminalul 1 al circuitului TDA 440 în condițiile aplicării semnalului maxim la intrare:

$$V_{1G \min} \simeq 4,59V \quad (2.20)$$

Condiția $I_{D1} = I_{D3} = 0$ implică $V_{D1} = V_{D3} = 0$. Din relațiile 2.4, 2.5, 2.6, 2.13, 2.14 rezultă:

$$I_{40} = \frac{V_Z - V_1 + V_{BE}}{R_{50}} = 1,92 \text{ mA} \quad (2.21)$$

$$I_{41} = \frac{\frac{R_8}{R_{10}}(V_1 - 2V_{BE}) + V_{BE}}{R_{60}} = 3,33 \text{ mA} \quad (2.22)$$

Ținînd cont de valoarea curentului I_{41} (relația 2.22) și de expresia 2.19, se obține valoarea tensiunii de comandă a RAA care asigură câștigul minim pentru amplificatorul de FI (în situația celui mai mare semnal la intrarea televizorului):

$$V_{4G \min} = 2,45V \quad (2.23)$$

Amplificarea la valoare maximă (fără semnal la intrarea televizorului)

Examinând schema din figura 2.4 rezultă imediat că valoarea maximă a curenților I_{D1} , I_{D2} și I_{D3} , I_{D4} se obține atunci când tranzistoarele Q_{40} și Q_{41} sînt blocate ($I_{40} = I_{41} = 0$).

Rezultă:

$$V_{DG \max} = 0. \quad (2.24)$$

Considerînd relațiile 2.16, 2.13, 2.14, 2.4 și luînd $V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = V_{D4} = 0,7 \text{ V}$, precum și $I_{40} = I_{41} = 0$, rezultă că la amplificarea maximă tensiunea continuă de la intrare V_I are valoarea

$$V_{IG \max} = 4,52 \text{ V}. \quad (2.25)$$

Se observă că tensiunea continuă de la intrare variază foarte puțin pe întregul domeniu de variație a semnalului de comandă al RAA. De aceea, în continuare tensiunea de curent continuu de intrare se va considera constantă și independentă de câștigul amplificatorului de FI, avînd valoarea

$$V_I \simeq 4,55 \text{ V}. \quad (2.26)$$

Din relațiile 2.13 și 2.14 se deduc curenții prin diode în cazul în care amplificarea are valoarea maximă:

$$I_{D1} = I_{D2} = 0,95 \text{ mA}, \quad (2.27)$$

$$I_{D3} = I_{D4} = 1 \text{ mA}. \quad (2.28)$$

Tensiunea de curent continuu la ieșirea amplificatorului de FI este:

$$V_{E18} = V_{E17} = V_{E15} - V_{BE17} \simeq 3,85 \text{ V}, \quad (2.29)$$

unde valoarea numerică s-a obținut înlocuind $V_{BE17} \simeq 0,7 \text{ V}$ și s-a ținut seama de relațiile 2.12 și 2.26 și de faptul că ieșirea diferențială a amplificatorului de FI (către demodulatorul sincron) se face prin tranzistoarele Q_{15} , Q_{17} și Q_{16} , Q_{18} conectate în configurație Darlington.

Câștigul total G , al amplificatorului de FI

Expresia câștigului total G , se obține prin înmulțirea amplificărilor a_1 , a_2 , a_3 realizate de secțiunile A_1 , A_2 , A_3 :

$$G = a_1 \cdot a_2 \cdot a_3. \quad (2.30)$$

Valoarea minimă a câștigului total în banda de trecere G_{\min} poate fi dedusă imediat, ținînd cont de faptul că diodele D_1 , D_2 , D_3 , D_4 sînt blocate și deci rezistența lor dinamică are o valoare foarte mare în comparație cu valorile rezistențelor R_9 , R_{10} , R_{16} , R_{17} .

Se obține (în conformitate cu relațiile 2.1, 2.2, 2.3)

$$G_{\min} = \frac{R_7}{R_9} \cdot \frac{R_{14}}{R_{16}} \cdot \frac{2R_{25}}{R_{24}} \simeq 1, \quad (2.31)$$

sau

$$G_{\min} = 0 \text{ dB.}$$

Valoarea maximă a câștigului total G_{\max} în bandă de trecere implică determinarea rezistenței dinamice a diodelor D_1, D_2 și D_3, D_4 ($r_d = \frac{kT}{qI_D}$ unde $\frac{kT}{q} \simeq 26 \text{ mV}$ la 25°C).

Ținând cont de valorile 2.27 și 2.28 ale curenților prin diode, rezultă:

$$r_{d1} \simeq r_{d2} \simeq r_{d3} \simeq r_{d4} = 25 \Omega.$$

Din motive determinate de tehnologia de fabricație, în serie cu fiecare diodă (obținută dintr-o joncțiune bază-emitor de tranzistor) apare o rezistență de aproximativ 22Ω .

Deci, rezistența r , de semnal mic, care apare la bornele tuturor diodelor va fi:

$$r = r_d + 22 \Omega \simeq 47 \Omega. \quad (2.32)$$

Cu expresiile 2.1, 2.2, 2.3 în care r_d se înlocuiește cu r se obține:

$$G_{\max} = \frac{R_7}{r} \cdot \frac{R_{14}}{r} \cdot \frac{2R_{25}}{R_{24}} \simeq 570 \quad (2.33)$$

suficient pentru a asigura valoarea tipică de 55 dB a câștigului maxim al amplificatorului de FI*.

2.2.3. Demodulatorul sincron de MA (detectorul video)

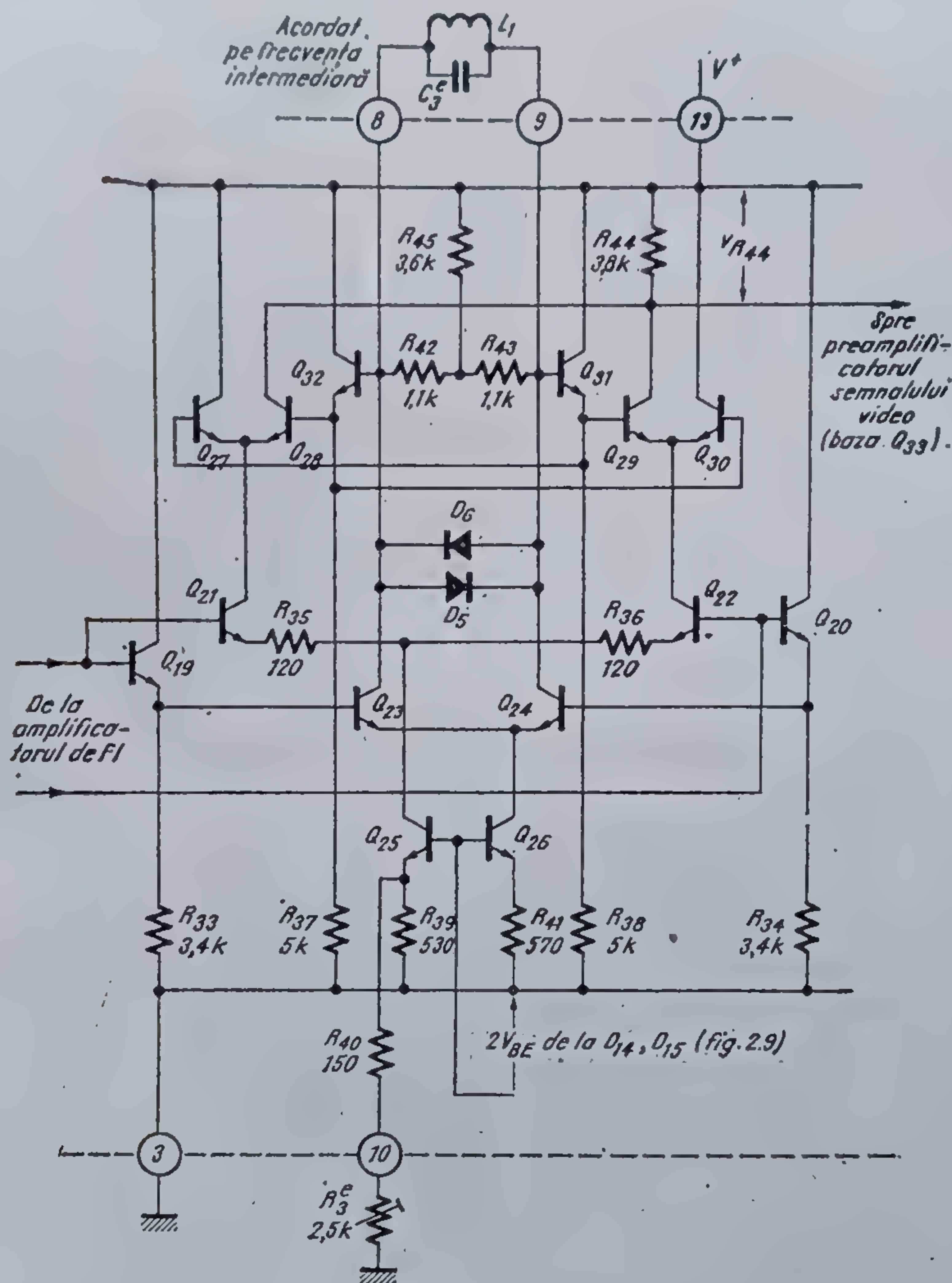
Schema electrică a demodulatorului este reprezentată în figura 2.7.

Demodulatorul este compus din două secțiuni:

- *multiplicatorul analogic* dublu echilibrat constituit din tranzistoarele $Q_{21}, Q_{22}, Q_{27}, Q_{28}, Q_{29}, Q_{30}, Q_{31}, Q_{32}$, generatorul de curent Q_{23} precum și rezistențele aferente $R_{35}, R_{36}, R_{39}, R_{40}, R_{44}$;

* Ca o indicație — cu valoare orientativă pentru utilizator, se poate menționa că estimarea valorii maxime a lui G_{\max} , ținând cont de limitările tehnologice specifice procesului planar și de temperatura de lucru a cipului semiconductor conduce la o cifră de aproximativ 60 dB.

Pentru valoarea minimă a lui G_{\max} lucrurile sînt mai clare: prin impunerea — la sortarea finală a circuitului încapsulat — a valorii de cel mult $280 \mu\text{V}_{\text{ef}}$ pentru pragul de sensibilitate, rezultă că la utilizator ajung numai circuitele la care G_{\max} este de cel puțin 52 dB.



2.7 Schema demodulatorului MA sincron.

● *amplificatorul-limitator* pentru refacerea purtătoarei constituit din tranzistoarele Q_{19} , Q_{20} , Q_{23} , Q_{24} , generatorul de curent Q_{26} , diodele de limitare D_5 , D_6 și rezistențele R_{33} , R_{34} , R_{41} , R_{42} , R_{43} , R_{45} .

Semnalul de FI de la ieșirea diferențială a amplificatorului de FI este preluat de tranzistoarele Q_{21} , Q_{22} pentru multiplicator și de repetoarele Q_{19} , Q_{20} pentru limitator.

Etajul diferențial — tranzistoarele Q_{23} , Q_{24} — are ca sarcină un circuit LC paralel — acordat pe frecvența intermediară — și conectat la terminalele 8 și 9.

Deoarece amplitudinea semnalului de FI este menținută constantă la intrarea demodulatorului în tot domeniul de RAA de către amplificatorul de FI (la o valoare de aproximativ $140 \text{ mV}_{\text{of}}$), semnalul diferențial din colectoarele tranzistoarelor Q_{23} , Q_{24} depășește mult tensiunile de deschidere ale diodelor D_5 , D_6 .

În consecință, diodele intră în conducție limitând amplitudinea și elimină modulația de amplitudine.

Purtătoarea astfel refăcută se aplică prin repetoarele Q_{31} și Q_{32} , respectiv tranzistoarelor Q_{27} , Q_{29} , și Q_{28} , Q_{30} care lucrează în regim de comutație.

Pentru circuitul integrat $TDA 440$ fabricat la $IPRS-BĂNEASA$ s-a ales pentru sarcina internă a etajului diferențial Q_{23} , Q_{24} structura în stea R_{42} , R_{43} , R_{45} . Această dispunere crește stabilitatea circuitului scăzând câștigul total al etajului limitator, deoarece rezistențele interne R_{42} , R_{43} sînt așezate în paralel pe circuitul acordat exterior.

Observație: Ca măsură suplimentară unii proiectanți de module de FI care utilizează circuitul $TDA 440$ prevăd între terminalele 8 și 9 o rezistență exterioară (de ordinul a $1 \text{ k}\Omega$) pentru a limita factorul de calitate al circuitului acordat.

Circuitul multiplicator este deci atacat pe una din intrări (bazele tranzistoarelor Q_{23} , Q_{24}) de semnalul de FI de forma

$$v_i = V_i [1 + mf(t)] \cos \omega_0 t \quad (2.34)$$

unde:

V_i este amplitudinea semnalului de FI (constantă la ieșirea amplificatorului de FI în tot domeniul de RAA);

m — gradul de modulație;

$f(t)$ — semnalul video complex;

ω_0 — pulsația corespunzătoare frecvenței intermediare, f_0

($f_0 = \omega_0/2\pi = 38 \text{ MHz}$).

Pe cealaltă intrare a multiplicatorului (bazele repetoarelor Q_{31} , Q_{32}) se aplică purtătoarea refăcută de forma:

$$v_0 = V_0 \cos \omega_0 t \quad (2.35)$$

unde V_0 este amplitudinea purtătoarei refăcute, cu o valoare vîrf la vîrf de aproximativ $V_{D5} + V_{D6} \approx 2 V_{BE}$.

La ieșirea multiplicatorului (la bornele rezistenței de sarcină R_{44}) va apare semnalul ¹

$$v_{R44} = K_M \cdot v_i \cdot g(V_0) \quad (2.36)$$

unde K_M este câștigul multiplicatorului

$$K_M = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_{44}}{R_{35}} = 15,8$$

iar $g(V_0)$ o funcție dependentă de amplitudinea purtătoarei refăcute.

Considerînd un multiplicator analogic, de forma celui utilizat în circuitul TDA 440, care are câștigul K_M și semnalele de intrare

$$v_i = V_i \cos \omega_0 t$$

$$v_o = V_o \cos \omega_0 t$$

la ieșirea sa semnalul va fi de forma ¹

$$v_R = K_M v_i g(V_o)$$

unde funcția $g(V_o)$ este dată de

$$g(V_o) = \frac{\exp\left[\frac{qV_o}{2kT} \cos \omega_0 t\right] + 1}{\exp\left[\frac{qV_o}{2kT} \cos \omega_0 t\right] - 1}$$

Deoarece chiar pentru temperatura maximă a cipului (125°C), $V_o \approx 1400$ mV este mult mai mare față de $2kT/q \approx 38$ mV rezultă că se poate presupune cu bună aproximație că pentru

$$\cos \omega_0 t > 0 \quad g(V_o) = +1$$

iar pentru

$$\cos \omega_0 t < 0 \quad g(V_o) = -1.$$

În concluzie, cu bună aproximație, în condițiile din circuitul TDA 440, funcția $g(V_o)$ are forma unor impulsuri dreptunghiulare cu factor de umplere 1:2, de pulsație ω_0 și de amplitudine ± 1 .

Dezvoltarea în serie Fourier a acestei funcții este

$$g(V_o) = \frac{2}{\pi} \cos \omega_0 t + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos (2n+1)\omega_0 t.$$

Înlocuind în 2.36 dezvoltarea în serie Fourier a funcției $g(V_o)$ și expresia 2.34 a semnalului v_i , se obține:

$$v_{R44} = K_M \frac{V_i [1 + mf(t)]}{\pi} \left\{ 1 + \cos 2\omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} [\cos (2n+1)\omega_0 t + \cos 2n\omega_0 t] \right\}$$

care se rescrie astfel:

$$v_{R44} = \frac{K_M}{\pi} V_i [1 + mf(t)] + \left[\begin{array}{l} \text{termeni cu pulsația mai} \\ \text{mare sau egală cu } 2\omega_0 \end{array} \right], \quad (2.37)$$

Termenii cu pulsație mai mare sau egală cu $2\omega_0$ vor fi eliminați mai departe datorită alurii căzătoare a caracteristicii de frecvență a preamplificatorului video și a filtrelor trece-jos conectate la ieșirile video. Rezultă

că partea care interesează din expresia semnalului de la ieșirea demodulatorului sincron este:

$$\frac{K_M}{\pi} V_i [1 + mf(t)] \simeq 5 V_i [1 + mf(t)].$$

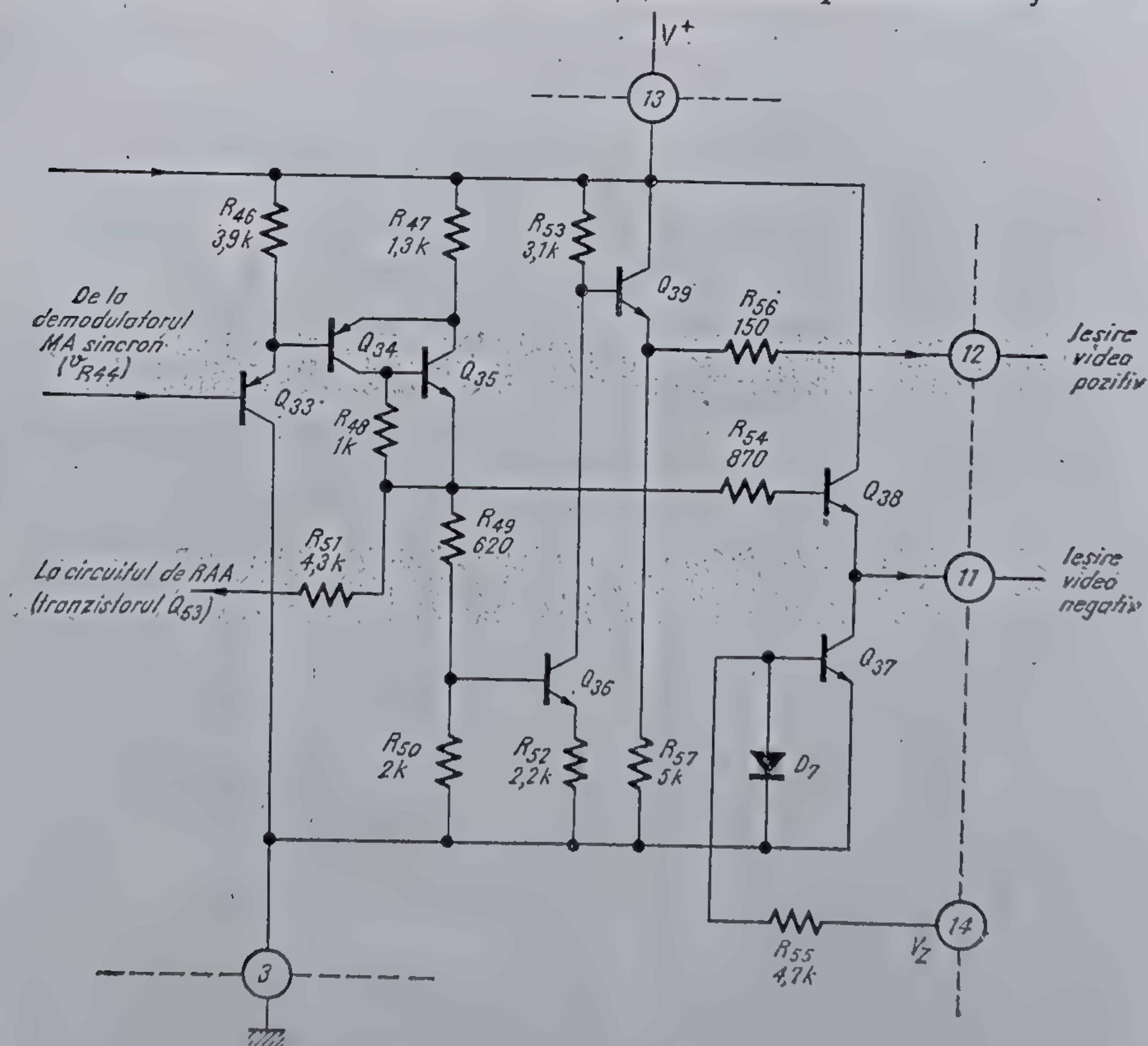
2.2.4. Preamplificatorul semnalului video (preamplificator video)

Schema electrică a preamplificatorului video este reprezentată în figura 2.8.

Semnalul v_{R44} de la ieșirea demodulatorului MA se aplică pe baza repetorului Q_{33} . Acest semnal este amplificat de etajul realizat cu tranzistorul compus $Q_{34} - Q_{35}$ cu $(R_{50} + R_{49})/R_{47}$, adică aproximativ de două ori (6 dB.)

Semnalul amplificat este preluat de repetorul Q_{38} care are în emitor generatorul de curent Q_{37} . Emitorul tranzistorului Q_{38} este conectat la terminalul 17 (ieșirea video-negativă).

Pe de altă parte semnalul video complex amplificat din emitorul lui Q_{35} este divizat pe R_{49} , R_{50} , inversat ca polaritate, amplificat de etajul format



2.8 Schema preamplificatorului semnalului video.

de tranzistorul Q_{30} și aplicat pe baza repetorului Q_{30} , realizând un câștig $[R_{40}/(R_{50} + R_{40})] \cdot R_{53}/R_{52}$, adică aproximativ tot de două ori.

Emitorul lui Q_{30} este conectat la terminalul 12 (ieșirea video-positivă).

Este evident că semnalele la terminalele 11 și 12 sînt defazate cu 180° .

Banda preamplificatorului video are o valoare tipică de 8 MHz datorită căderii mai rapide cu frecvența a câștigului tranzistoarelor pnp Q_{34} și Q_{33} . În consecință, termenii cu pulsația mai mare sau egală cu $2\omega_0$ din expresia semnalului v_{R44} (relația 2.37) vor fi eliminați.

Ținînd cont de valoarea de aproximativ doi a câștigului preamplificatorului video, rezultă, conform relației 2.37:

$$v_{11} = 10 V_i [1 + mf(t)] \quad (2.38)$$

Potențialul de curenți continuu al ieșirii video negative în absența semnalului la intrare.

Potențialul V_{11} este un parametru important de reglaj al modului de FI din receptorul TV.

Acest potențial se ajustează cu ajutorul rezistenței reglabile exterioare R_3^e . De valoarea acestei rezistențe depinde curentul tranzistorului Q_{25} din demodulatorul MA sincron și prin aceasta componenta continuă V_{R44} a tensiunii la bornele rezistenței R_{44} .

Expresia care dă valoarea curentului I_{25} rezultă direct:

$$I_{25} \simeq I_{E25} = \frac{V_{D14} + V_{D15} - V_{BE25}}{\frac{R_{39}(R_{40} + R_3^e)}{R_{39} + R_{40} + R_3^e}}$$

(pentru componentele exterioare circuitului s-au păstrat notațiile din figura 2.1 (schema bloc) dar s-a adăugat indicele „e” (exterior) pentru a nu fi confundate cu componentele interne ale circuitului).

Aproximînd

$$V_{D14} = V_{D15} \simeq V_{BE25} = V_{BE}$$

rezultă:

$$I_{25} = \frac{V_{BE}}{\frac{R_{39}(R_{40} + R_3^e)}{R_{39} + R_{40} + R_3^e}} \quad (2.39)$$

Efectuînd calculele se obține pentru

$$R_3^e = 0 \quad I_{25\max} \simeq 5,1 \text{ mA} \quad (2.40)$$

și pentru

$$R_3^e = 2,5 \text{ k}\Omega \quad I_{25\min} \simeq 1,3 \text{ mA} \quad (2.41)$$

În absența semnalului de FI—VS la intrarea circuitului TDA 440 demodulatorul echilibrat lucrează ca un etaj diferențial iar tensiunea V_{11} va depinde

numai de valoarea rezistenței R_3^e . Starca de echilibru a multiplicatorului impune:

$$V_{R44} = \frac{1}{2} I_{25} R_{44} \quad (2.42)$$

$$V_{11} = \frac{V_{R44} - V_{BE33} - V_{BE34}}{R_{47}} (R_{49} + R_{50}) - V_{BE38} \quad (2.43)$$

Ținând cont de expresiile 2.39, 2.42, 2.43, se obține relația de calcul a potențialului de curent continuu al terminalului 11 în absența semnalului de FI la intrare (s-a aproximat $V_{BE33} = V_{BE34} = V_{BE38} = V_{BE}$).

$$\begin{aligned} V_{11} &= V_{BE} \left[\frac{R_{44}(R_{39} + R_{40} + R_3^e)}{R_{39}(R_{40} + R_3^e)} - 4 \right] \frac{R_{49} + R_{50}}{2R_{47}} \approx \\ &\approx V_{BE} \frac{1,79 + 0,98 R_3^e}{0,53(0,15 + R_3^e)} \end{aligned} \quad (2.44)$$

Pe măsură ce rezistența R_3^e scade, tensiunea V_{11} crește.

Trebuie observat însă că dependența tensiunii V_{11} de rezistența R_3^e nu este monoton descrescătoare, după cum sugerează relația 2.44. Pentru valori ale rezistenței R_3^e mai mici de 150...200 Ω relația 2.44 nu mai este valabilă, deoarece tranzistorul Q_{35} și apoi Q_{36} se saturează. Odată saturat tranzistorul Q_{36} , alura curbei se schimbă, tensiunea V_{11} începînd să scadă odată cu scăderea rezistenței R_3^e .

Importanța din punct de vedere practic a acestei observații este discutată în detaliu în § 2.4.1 (vezi reglarea nivelului de alb).

2.2.5. Circuitul de comandă al RAA

Schema simplificată a circuitului de comandă al RAA este reprezentată în figura 2.9, iar schema electrică în figura 2.10. Pe fiecare figură s-au explicitat blocurile importante: poarta P , preamplificatorul de RAA, RAA întîrziat și preamplificatorul de RAA pentru selector.

Poarta P este formată din etajul diferențial Q_{50} , Q_{51} , tranzistoarele Q_{48} și Q_{54} și diodele D_{18} , D_{19} , D_{20} .

Preamplificatorul este format din etajul diferențial Q_{52} , Q_{53} , convertorul tensiune-curent Q_{49} și grupul stabilizator Q_{47} , R_{74} , R_{75} , D_{12} , D_{13} care furnizează pe baza tranzistorului Q_{53} o tensiune V_{B53} practic independentă de temperatură. Această tensiune constituie tensiunea internă de referință a circuitului de comandă al RAA*.

* Semnalul care vine pe baza tranzistorului Q_{53} nu este de fapt v_{11} deoarece nu se ia de pe terminalul 11 (emitorul tranzistorului Q_{36}), ci din baza tranzistorului Q_{38} . S-a utilizat totuși, pentru simplitate, aceeași notație deoarece tranzistorul Q_{38} funcționează ca repetor.

Funcționarea schemei

Examinînd figura 2.9 se constată că semnalul video-negativ este comparat permanent cu tensiunea de referință V_{B52} .

Poarta P este comandată de impulsurile de întoarcere. În prezența impulsului de întoarcere tranzistorul Q_{50} conduce, iar tranzistorul Q_{51} este blocat; în absența impulsului de întoarcere situația este inversă (vezi în figura 2.10 poziția comutatorului care modelează funcționarea porții).

Rezultă că, deși comparația semnalului video-negativ cu tensiunea de referință se realizează continuu, ea este relevantă doar în timpul impulsurilor de întoarcere.

În acest fel, cu tensiunea de referință V_{B52} , se compară de fapt numai valoarea de vîrf-jos a semnalului video-negativ, care constituie nivelul de negru.

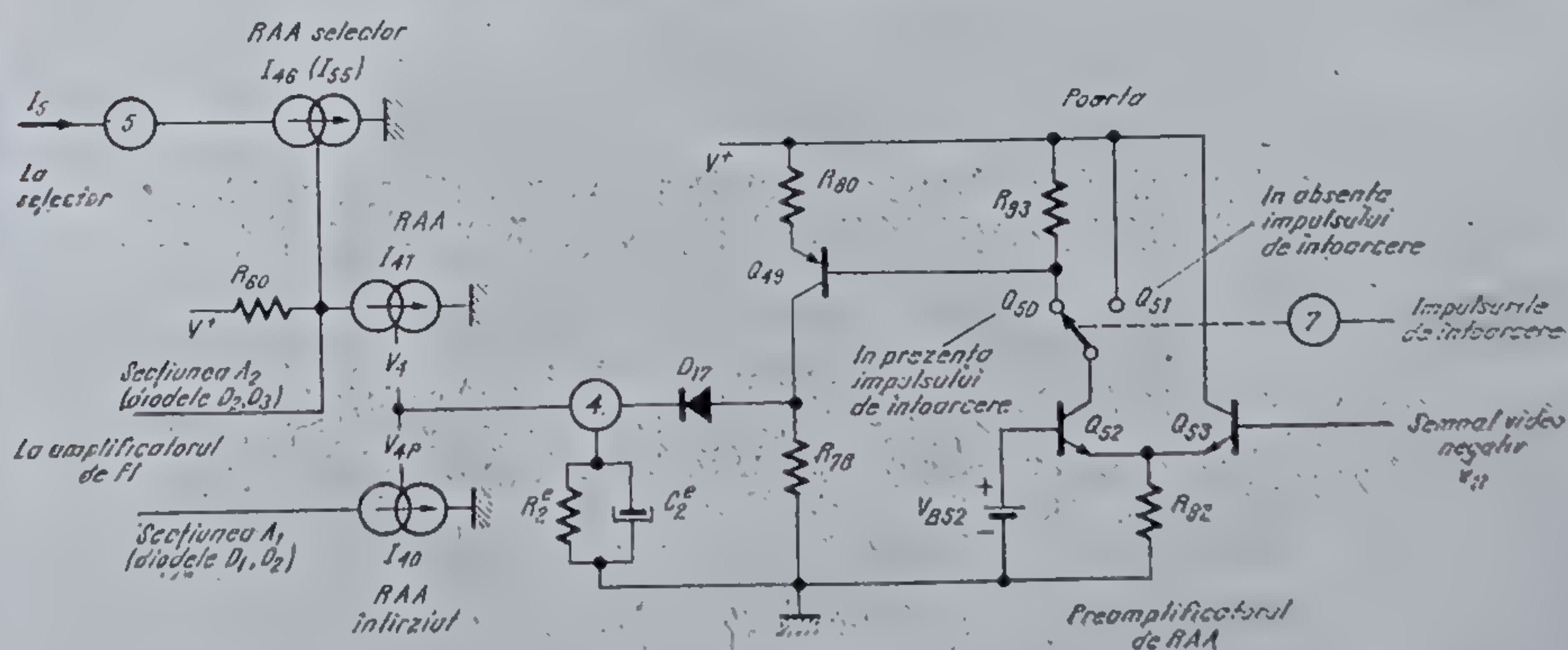
În continuare pentru a ține cont de această observație importantă nivelul de negru al semnalului video de pe baza tranzistorului Q_{53} se va nota V_N .

Dacă

$$V_N - V_{B52} \leq 0,2 \text{ V}^* \quad (2.45)$$

perechea Q_{52}, Q_{53} va lucra ca amplificator diferențial care amplifică tensiunea de eroare $V_N - V_{B52}$, determinînd un curent de valoare

$$I_{52} \sim e^{q(V_{B52} - V_N)/2kT}. \quad (2.46)$$

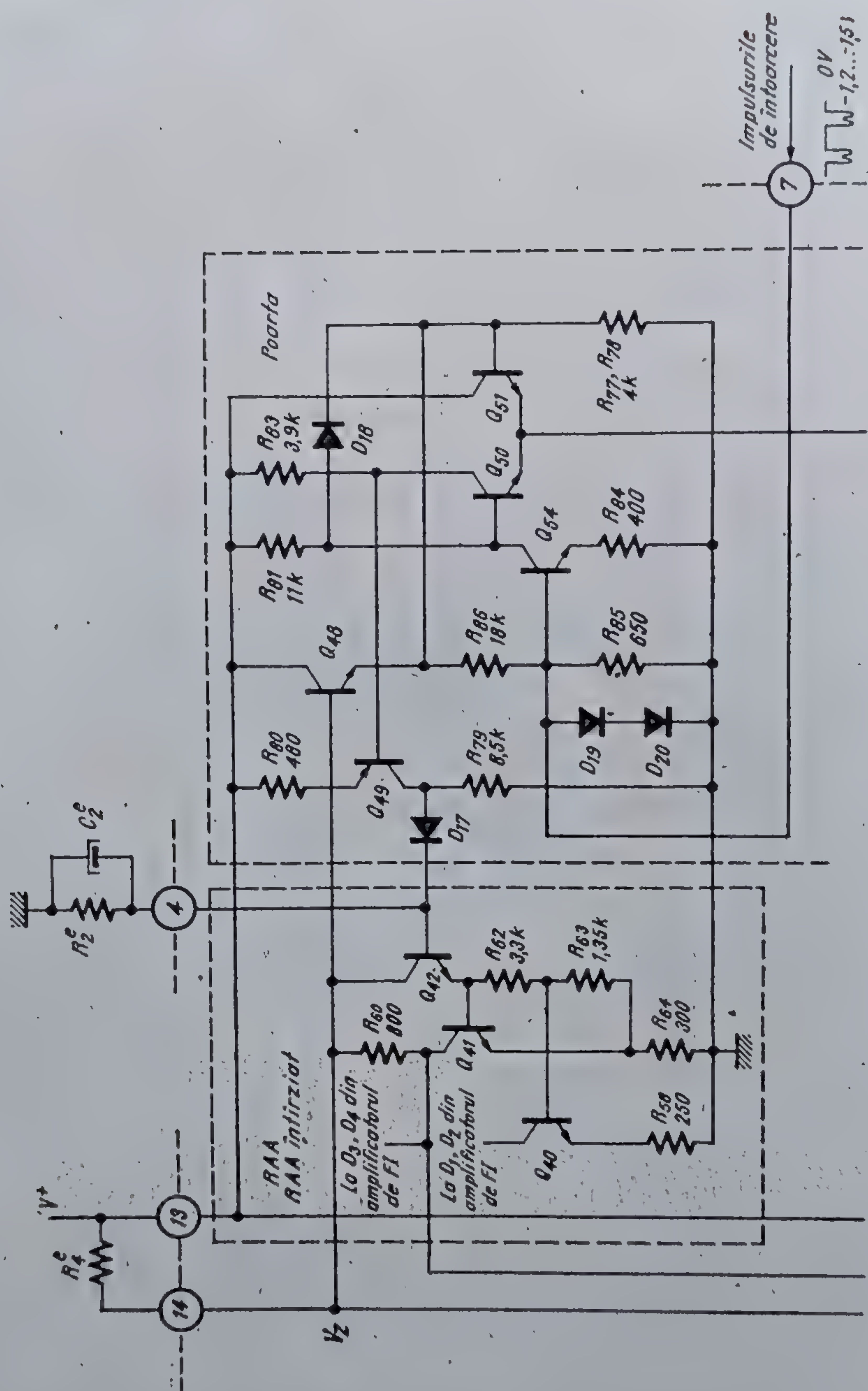


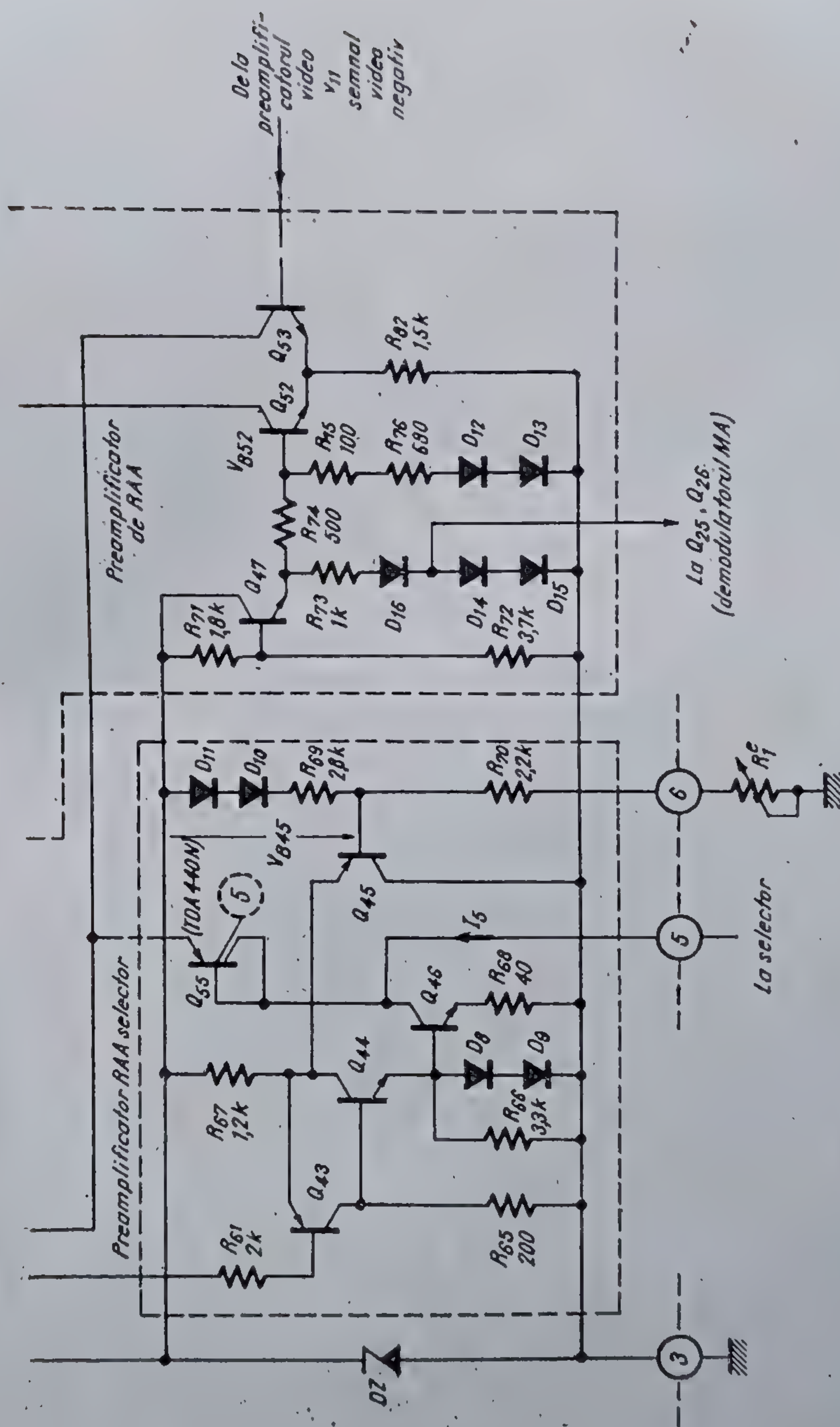
2.9 Schema simplificată a circuitului de comandă al RAA.

Acest curent face ca în timpul impulsului de întoarcere (tranzistorul Q_{50} conduce la saturație) la bornele rezistenței R_{83} să apară o cădere de tensiune

$$V_{R83} = R_{83} I_{52}. \quad (2.47)$$

* În relația 2.45 valoarea de 0,2 V din partea dreaptă rezultă din aproximarea valorii tensiunii bază-emitor pentru un tranzistor care conduce cu 0,7 V, iar pentru un tranzistor care se află la limita de deschidere cu 0,5 V.





2.10 Schema circuitului de comandă al RAA.

care comandă convertorul tensiune-curent Q_{49} , determinînd un curent I_{49} de valoare

$$I_{49} = \frac{I_{52}R_{83} - V_{BE49}}{R_{80}}. \quad (2.48)$$

Rezultă că de fapt tranzistorul Q_{49} injectează spre terminalul 4 pulsuri de curent a căror amplitudine — dată de relația 2.48 — este cu atît mai mare cu cît diferența $V_N - V_{B52}$ este mai mare. Aceste pulsuri de curent sînt integrate de grupul R_2^e, C_2^e conectat din exterior la terminalul 4.

Dacă

$$V_N - V_{B52} \geq 0,2 \text{ V} \quad (2.49)$$

tranzistorul Q_{52} va fi blocat, iar tranzistorul Q_{53} deschis. În această situație indiferent de starea porții (perechea Q_{50}, Q_{51}) prin rezistența R_{83} nu trece curent.

Prin urmare

$$\begin{aligned} V_{R83} &= 0, \\ I_{49} &= 0. \end{aligned} \quad (2.50)$$

Prin dioda D_{17} , către terminalul 4, nu va trece nici un curent și potențialul terminalului 4 va fi nul:

$$V_4 = 0 \quad (2.51)$$

(condensatorul C_2^e chiar dacă inițial a fost încărcat se descarcă prin rezistența R_2^e).

Deci în situația în care semnalul v_{11} este mare (cazul *a* din figura 2.3 — vîrfurile de jos coboară mult sub referința internă de tensiune V_{B52}) și diferența $V_{B52} - V_N$ este mare iar pulsurile de curent injectate în grupul integrator R_2^e, C_2^e au amplitudine mare. Tensiunea continuă la terminalul 4 crește și va determina micșorarea cîștigului amplificatorului de FI (vezi § 2.2.2).

În situația în care semnalul v_{11} se micșorează, (cazurile *b* și *c* din figura 2.3), tensiunea continuă pe terminalul 4 scade, eventual devine chiar nulă, ceea ce determină schimbarea cîștigului amplificatorului de FI spre valoarea sa maximă.

Din descrierea anterioară rezultă că bucla de RAA a circuitului TDA 440 funcționează numai în intervalul de timp în care poarta *P* este deschisă. În modulul de FI al receptorului TV acest lucru se întîmplă numai pe durata impulsului de întoarcere, atunci cînd semnalul video are o valoare corespunzătoare nivelului de negru.

Diferența între nivelul de negru al semnalului de pe baza tranzistorului Q_{53} și referința internă de tensiune comandă cîștigul amplificatorului de FI în așa fel încît nivelul de negru al semnalului video negativ să fie foarte apropiat ca valoare (practic egal) de referința internă de tensiune V_{B52} .

Cîştigul amplificatorului de *FI* odată stabilit pe durata impulsului de întoarcere, este menţinut pe toată durata liniei datorită memorării tensiunii V_4 la bornele grupului R_2^e, C_2^e . La următorul impuls de întoarcere va avea loc o nouă comparare a nivelului de negru cu tensiunea internă de referinţă în urma căreia se va reajusta tensiunea V_4 la valoarea necesară menţinerii constante a nivelului de negru.

Global deci, semnalul video va avea nivelul de negru independent de amplitudinea semnalului de la intrarea modului de *FI*, în tot domeniul de lucru al *RAA*.

Deoarece la ieşirea video este constantă şi componenta continuă, rezultă că în tot domeniul de lucru al *RAA* va fi menţinută constanta şi amplitudinea semnalului video de la ieşirea modului de *FI*.

Tensiunea internă de referinţă

Valoarea tensiunii interne de referinţă V_{B52} rezultă direct din figura 2.9:

$$V_{B52} = \left(\frac{R_{72}}{R_{71} + R_{72}} V_Z - V_{BE47} - V_{D12} - V_{D13} \right) \frac{R_{75} + R_{76}}{R_{74} + R_{75} + R_{76}} + V_{D12} + V_{D13}. \quad (2.52)$$

La proiectarea circuitului în serie cu D_{12}, D_{13} au fost prevăzute rezistenţele R_{75} şi R_{76} legate de asemenea în serie. Această configuraţie permite ajustarea curentului prin D_{12}, D_{13} efectuînd o modificare simplă în masca de interconexiuni (prin care se ajustează valoarea rezistenţei $R_{75} + R_{76}$). Prin acest procedeu s-a putut regla direct pe circuit valoarea curentului prin D_{12}, D_{13} în aşa fel încît variaţia cu temperatura a tensiunilor V_{D12} şi V_{D13} să compenseze variaţiile cu temperatura ale tensiunilor: V_Z (divizată prin R_{71}, R_{72}), V_{BE47} şi V_{BE38} (vezi figura 2.8 şi 2.9). Acest reglaj global s-a efectuat experimental o singură dată la realizarea circuitului. Odată determinate valorile rezistenţelor R_{75} şi R_{76} ele se menţin aceleaşi în producţia de serie a circuitului.

Aproximînd $V_{BE47} = V_{D12} = V_{D13} = V_{BE}$, relaţia 2.52 devine:

$$V_{B52} \simeq \left(\frac{R_{72}}{R_{71} + R_{72}} V_Z - 3V_{BE} \right) \frac{R_{75} + R_{76}}{R_{74} + R_{75} + R_{76}} + 2V_{BE} = 0,34 V_Z + 0,42 V_{BE}. \quad (2.53)$$

Înlocuind în relaţia 2.53 valorile tipice $V_Z = 6 \text{ V}$, $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ se obţine valoarea

$$V_{B52} = 2,60 \text{ V}. \quad (2.54)$$

Datorită dispersiei tehnologice tensiunea Zener V_Z are valori în gama 5,5 ... 6,5 V ceea ce corespunde pentru tensiunea internă de referinţă intervalului

$$V_{B52} = 2,38 \dots 2,79 \text{ V}. \quad (2.55)$$

După cum s-a arătat anterior, tensiunea internă de referinţă corespunde nivelului de negru V_N al semnalului video-negativ din baza tranzistorului Q_{53} .

Nivelul de negru, la ieșirea video-negativă, V_{N11} rezultă direct dacă se neglijează curenții de bază ai tranzistoarelor Q_{38} și Q_{35} (vezi figura 2.8):

$$V_{N11} \simeq V_N - V_{BE} \simeq 1,68 \dots 2,2 \text{ V.} \quad (2.56)$$

Observații:

1. Numai semnalul v_{11} de la ieșirea video-negativă are valoarea nivelului de negru (V_{N11}) stabilizată termic.

2. Faptul că nivelul de negru V_{N11} poate varia de la circuit la circuit între 1,68 V și 2,2 V (conform relației 2.56) nu are importanță practică. În funcționarea modului de FI din receptorul TV este importantă nu valoarea absolută a nivelului de negru ci *stabilitatea* acestei valori în timpul funcționării receptorului.

Comanda porții

● Starea Q_{50} blocat, Q_{51} conduce (poarta este închisă).

Această stare se realizează în absența impulsurilor de întoarcere aplicate la terminalul 7.

Potențialul bazei tranzistorului Q_{54} este

$$V_{B54} = V_7 = V_{D19} + V_{D20} \simeq 2V_{BE} \quad (2.57)$$

Curentul prin rezistența R_{84} are valoarea

$$I_{R84} = \frac{V_{B54} - V_{BE}}{R_{84}} \approx \frac{0,7}{0,4} = 1,75 \text{ mA.}$$

Evident, deoarece căderea de tensiune

$$I_{R84} \cdot R_{81} \approx 19,2 \text{ V}$$

este mai mare decât valoarea maximă acceptată pentru sursa de alimentare ($V_{\max}^+ = 15 \text{ V}$), tranzistorul Q_{54} este cu siguranță saturat și

$$V_{B50} = V_{CEsat54} + V_{R84} \simeq 1 \text{ V.} \quad (2.58)$$

În același timp pe baza tranzistorului Q_{51} se aplică în permanență tensiunea

$$V_{B51} = V_Z - V_{BE43} = 5 \dots 6 \text{ V.} \quad (2.59)$$

Comparînd valorile tensiunilor V_{B50} , V_{B51} rezultă că într-adevăr cu multă siguranță, independent practic de variația tensiunii V_Z , tranzistorul Q_{50} este blocat, iar tranzistorul Q_{51} conduce.

În figura 2.10 comutatorul care modelează funcționarea porții va fi în poziția Q_{51} .

● Starea Q_{50} conduce, Q_{51} blocat (poarta este deschisă)

Această stare se realizează în prezența impulsurilor de întoarcere aplicate la terminalul 7.

În figura 2.10 comutatorul care modelează funcționarea porții va fi în poziția Q_{50} .

Valoarea minimă a potențialului pe terminalul 7 de la care poarta P începe să se deschidă rezultă direct, impunând condiția

$$V_{B58} > V_{B81} \quad (2.60)$$

care se dezvoltă astfel:

$$V^+ - R_{81} \frac{V_7 - V_{BE54}}{R_{84}} > V_Z - V_{BE48}$$

Ținând cont de intervalul de variație $V^+ = 10 \dots 15 \text{ V}$, $V_Z = 5,5 \dots 6,5 \text{ V}$ și făcând aproximația uzuală $V_{BE54} = V_{BE48} = 0,7 \text{ V}$ rezultă că în cazul cel mai defavorabil condiția 2.60 este echivalentă cu

$$V_7 < 0,85 \text{ V}. \quad (2.61)$$

În mod uzual se consideră poarta P deschisă atunci când se realizează condiția mai restrictivă

$$V_7 < 0,5 \text{ V}. \quad (2.62)$$

S-a arătat (relația 2.57) că potențialul de curent continuu al terminalului 7 este:

$$V_7 \simeq 2 V_{BE} = 1,4 \text{ V}.$$

În receptorul TV , impulsurile de întoarcere, avînd amplitudinea $2,5 \dots 3 V_{vv}$ se iau de la o înfășurare a transformatorului de linii (eventual prin divizare rezistivă) și se aplică printr-un condensator (uneori în serie cu o rezistență) la terminalul 7. În consecință, pe durata impulsurilor de întoarcere, potențialul terminalului 7 atinge valori de ordinul $-1 \dots -1,5 \text{ V}$, și deschiderea porții este sigură, independent de variațiile admise ale sursei de alimentare și ale tensiunii Zener.

Descrierea dată pînă în acest punct funcționării buclei de RAA permite formularea condițiilor de funcționare corectă a buclei.

Aceste condiții sînt transparente pentru utilizator care le poate verifica prin măsurători simple.

(1) În conformitate cu relația 2.45

$$V_N - V_{B52} \leq 0,2 \text{ V},$$

nivelul de negru la ieșirea video negativă, V_{N11} trebuie să satisfacă condiția:

$$V_{N11} \leq 2,1 \text{ V}. \quad (2.63)$$

(2) Potențialul terminalului 7 în prezența impulsului de întoarcere trebuie să satisfacă condiția 2.62.

RAA în circuitul TDA 440

Tensiunea V_A care rezultă la bornele circuitului de integrare R_2^c , C_2^c comandă două generatoare de curent I_{41} și I_{40} — vezi figurile 2.9 și 2.10.

Tensiunea V_4 se aplică pe baza tranzistorului Q_{42} care funcționează ca repetor. Tensiunea de ieșire a acestui repetor este $V_4 - V_{BE42}$.

Ieșirea repetorului Q_{42} atacă direct baza tranzistorului Q_{41} . Colectorul acestui tranzistor este legat la anozii diodelor D_3, D_4 din secțiunea A_2 a amplificatorului de FI (vezi figura 2.4). Curentul de colector I_{41} controlează curenții I_{D3}, I_{D4} și prin aceasta valoarea câștigului a_2 a secțiunii A_2 .

În același timp tensiunea de ieșire a repetorului Q_{42} se aplică prin lanțul de rezistențe R_{62}, R_{63}, R_{64} bazei tranzistorului Q_{40} . Curentul de colector al tranzistorului Q_{40} controlează valoarea curenților I_{D1}, I_{D2} prin diodele D_1, D_2 din secțiunea A_1 a amplificatorului de FI — vezi figura 2.4 — și prin aceasta valoarea câștigului a_1 al secțiunii A_1 .

Trebuie observat că în timp ce secțiunea A_2 este comandată direct de către tensiunea $V_4 - V_{BE42}$, secțiunea A_1 simte efectul tensiunii de comandă numai de la nivelele mai ridicate, datorită divizării acesteia înainte de a se aplica bazei tranzistorului Q_{40} . Rezultă că la creșterea tensiunii V_4 întâi începe să scadă câștigul secțiunii A_2 și numai după depășirea unei anumite valori de prag V_{4P} scade și câștigul secțiunii A_1 (se spune că este un RAA întârziat), ceea ce este avantajos pentru conservarea raportului semnal/zgomot și pentru tensiuni mici la intrare (la semnal foarte slab).

Expresia curenților I_{41} și I_{40} rezultă direct din figura 2.9:

$$I_{41} = \frac{V_4 - V_{BE42} - V_{BE41}}{R_{64}}, \quad (2.64)$$

$$I_{40} = \frac{V_4 - V_{BE42} - V_{BE41} \frac{R_{62}}{R_{62} + R_{63}} - V_{BE40}}{R_{58}}. \quad (2.65)$$

Valoarea de prag V_{4P} a tensiunii V_4 se obține din 2.65, impunând condiția $I_{40} = 0$:

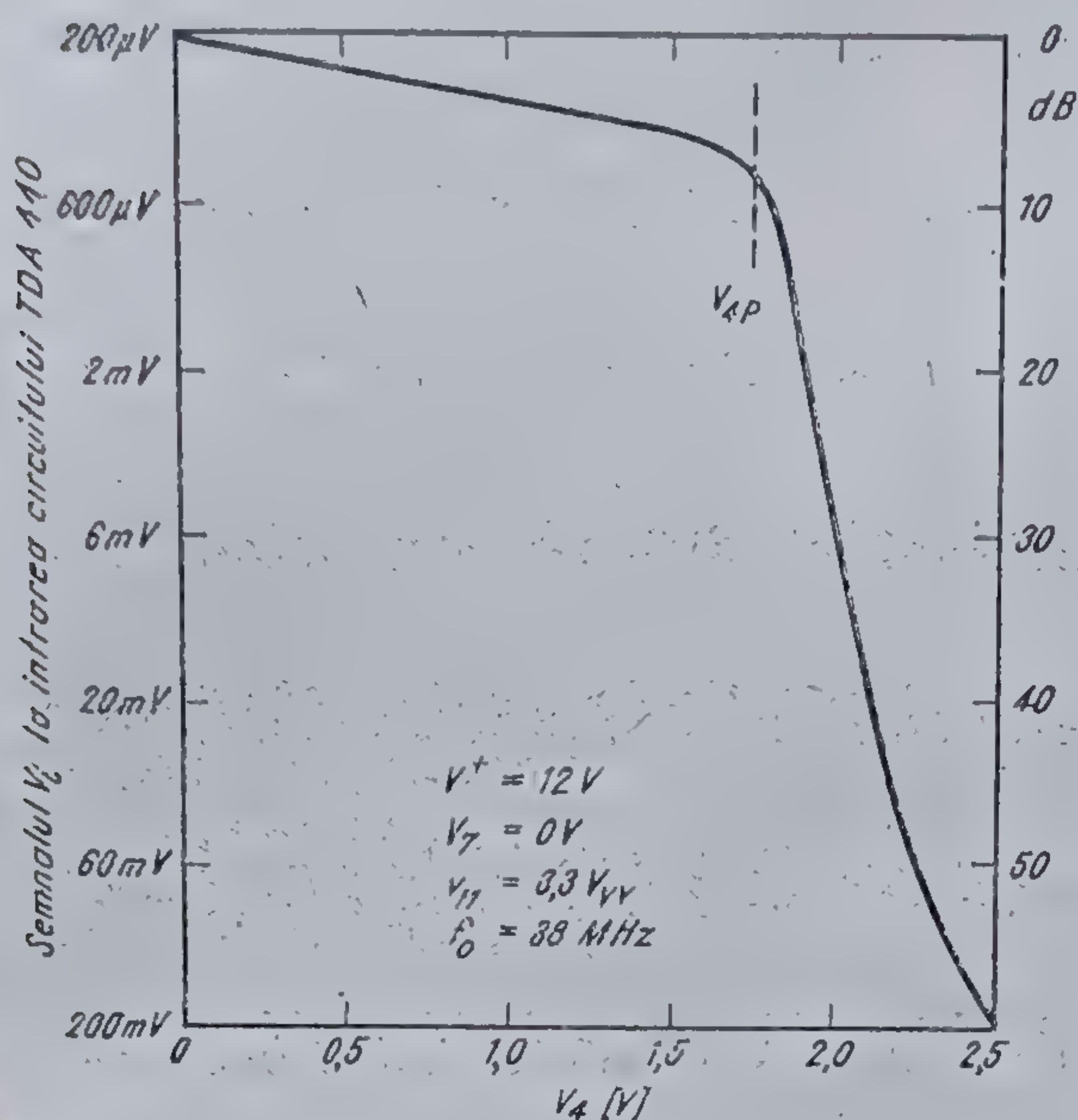
$$V_{4P} \simeq V_{BE} \left(2 + \frac{R_{62}}{R_{62} + R_{63}} \right) \approx 1,75 \text{ V}. \quad (2.66)$$

Valoarea curentului I_{41} de la care începe să treacă curent și prin tranzistorul Q_{40} se notează I_{41P} , și se poate obține din expresia 2.64 în care se înlocuiește $V_4 = V_{4P}$. Se obține

$$I_{41P} = 1,63 \text{ mA}.$$

În figura 2.11 este trasată dependența tipică determinată experimental a sensibilității amplificatorului de FI în funcție de tensiunea de comandă V_4 . Se observă concordanța bună între valoarea de prag V_{4P} care rezultă din 2.66 și cea care rezultă din figura 2.11.

Semnalul video complex $v_{11} = 3,3 V_{vv}$ (valoare tipică) în tot domeniul de RAA se obține atât datorită câștigului amplificatorului de FI cât și câștigului demodulatorului MA și cel al preamplificatorului video.



2.11 Dependența tipică a sensibilității amplificatorului de FI de tensiunea de comandă de pe terminalul 4.

RAA selector

În circuitul de comandă al RAA se generează și un curent de comandă pentru RAA din selectorul de canale al receptorului TV (I_{46} sau I_5 în figurile 2.9 și 2.10).

Tensiunea V_4 este preluată de repetorul Q_{42} , amplificată de etajul realizat cu tranzistorul Q_{41} , apoi de etajul compus din tranzistoarele Q_{43} și Q_{44} și aplicată bazei tranzistorului Q_{46} . Evident, dacă tensiunea V_4 crește, crește și curentul I_{46} .

Curentul I_{46} (notat pe figură cu I_5 corespunzător terminalului 5) constituie semnalul de comandă al RAA din selectorul de canale. Cîștigul selectorului este cu atît mai mic cu cît curentul I_{46} (I_5) este mai mare.

Pentru varianta TDA 440N, tranzistorul *pnp* cu cîștig în curent fixat, de valoare unu, nu are decît rolul de a inversa sensul curentului I_5 fără a-i altera cu nimic valoarea.

Deci, pentru TDA 440P curentul I_5 intră în terminalul 5 iar pentru TDA 440N iese din terminalul 5.

Valoarea curentului I_5 de comandă al selectorului pentru o valoare dată a tensiunii V_4 se poate determina din relațiile următoare:

$$I_5 = \frac{V_{B46} - V_{BE46}}{R_{68}} \quad (2.67)$$

$$V_{B46} = R_{60} \frac{V_{R60} - V_{BE43}}{R_{63}} \quad (2.68)$$

$$V_{R60} = R_{60} (I_{41} + 2I_{D3}) \quad (2.69)$$

unde valoarea curentului I_{41} este dată de expresia 2.64 iar a curentului I_{D3} de 2.14.

Preamplificatorul de RAA selector funcționează normal-corespunzător descrierii anterioare-numai dacă potențialul bazei tranzistorului Q_{45} față de V_Z (notat în figura 2.9 cu V_{B45}) îndeplinește condiția

$$V_{R60} - V_{B45} > 0,2 \text{ V} \quad (2.70)$$

condiție corespunzătoare stării în care tranzistorul Q_{43} conduce, iar tranzistorul Q_{45} este practic blocat (presupunând $V_{BE} \simeq 0,7 \text{ V}$ pentru un tranzistor deschis și $V_{BE} \simeq 0,5 \text{ V}$ pentru un tranzistor la limita de deschidere, rezultă și proveniența valorii de $0,2 \text{ V}$ din partea dreaptă a inegalității de mai sus).

Dacă însă prin ajustarea valorii rezistenței exterioare R_1^e conectată la terminalul 6 se ajunge de exemplu la situația

$$V_{R60} - V_{B45} < -0,2 \text{ V}$$

tranzistorul Q_{45} se deschide, iar tranzistorul Q_{43} se blochează și curentul de comandă al RAA selector (I_{46}) devine nul.

Rezultă că din valoarea rezistenței R_1^e se poate stabili „întârzierea curentului de comandă al RAA selector”, adică valoarea tensiunii V_4 (respectiv a nivelului de semnal de la intrarea în modulul de FI al receptorului TV) de la care câștigul selectorului începe să scadă sub acțiunea curentului de comandă I_5 .

Expresia tensiunii V_{B45} rezultă direct:

$$V_{B45} = V_{D10} + V_{D11} + R_{69} \frac{V_Z - V_{D10} - V_{D11}}{R_1^e + R_{10} + R_{66}} \simeq \frac{1,4 R_1^e + 4,5}{R_1^e + 4,8} \quad (2.71)$$

(s-a luat $V_{D10} \simeq V_{D11} = 0,7 \text{ V}$, $V_Z = 6 \text{ V}$)

În funcție de amplitudinea semnalului la intrarea circuitului TDA 440 se poate calcula V_{R60} și apoi presupunând $V_{R60} = V_{B45}$ se poate calcula valoarea rezistenței R_1^e . Pentru un semnal la intrarea circuitului TDA 440 mai mare decât cel pentru care s-a calculat V_{R60} curentul de comandă I_5 se modifică micșorînd câștigul etajului de RF din selectorul de canale. Metoda practică de reglaj a rezistenței R_1^e este descrisă la § 2.4.1 (Reglaje pentru funcționarea corectă a circuitului TDA 440 în modulul de FI).

2.2.6. Câștigul global al circuitului TDA 440

În acest punct al analizei modului de funcționare al circuitului TDA 440 se vor face câteva observații asupra unei mărimi care apare în cataloage sub numele de *câștig global*.

Se va presupune că la intrarea amplificatorului de FI este prezent un semnal modulat în amplitudine de forma:

$$v_i = V_i [1 + mf(t)] \cos \omega t,$$

unde frecvența purtătoarei este:

$$f_0 = \omega_0/2\pi = 38 \text{ MHz}$$

și gradul de modulație are valoarea

$$m = 0,85$$

iar nivelul semnalului de intrare este

$$V_i = 240 \mu V_{ef}$$

Dacă amplificatorul de *FI* lucrează la câștigul tipic $G_{max} = 55 \text{ dB}$ (562 ori), la ieșirea amplificatorului (la intrarea demodulatorului) va fi prezent semnalul *MA* de la intrare multiplicat de 562 ori:

$$v_0 = 135 \text{ mV}_{ef}$$

Pentru acest semnal mărimea semnalului modulator va fi:

$$v_M = m \cdot V_0 \simeq 115 \text{ mV}_{ef}$$

După cum s-a arătat (vezi relațiile 2.37 și 2.38) demodulatorul (de câștig 5) și preamplificatorul video (de câștig 2) amplifică de fapt numai semnalul modulator.

Rezultă că nivelul semnalului demodulat la ieșirea video va fi:

$$v_{11} = G_{demodulator} G_{preamplificator video} v_M = 1,15 V_{ef}$$

Presupunând semnalul modulator sinusoidal, rezultă

$$v_{11} = 2 \sqrt{2} v_{11ef} = 3,3 V_{vv}$$

Semnalul *MA* de *FI* de la intrarea circuitului este amplificat mai întâi de blocul amplificator de *FI*. Câștigul acestuia variază între 0 dB și 55 dB (tipic). La ieșirea amplificatorului de *FI* se regăsește semnalul de la intrare, dar avînd nivelul constant de 135 ... 140 mV_{ef} (pentru un semnal demodulat de 3,3 V_{vv}).]

În continuare, demodulatorul sincron și preamplificatorul video amplifică numai semnalul modulator de aproximativ 10 ori (20 dB).

Rezultă că în mod „natural” se poate defini un câștig global al circuitului dat de relația:

$$G_{global} = G_{amplificator FI} m G_{demodulator} G_{preamplificator video}$$

Deoarece $G_{amplificator FI}$ variază între 0 dB și 55 dB (tipic) iar produsul

$$G_{demodulator} \times G_{preamplificator video} = 20 \text{ dB}$$

este constant, rezultă:

$$G_{global min} = 20 \log m + 20 \text{ dB}$$

$$G_{global max} = 20 \log m + 75 \text{ dB}$$

Unele firme³ care produc circuitul TDA 440 definesc în cataloagele lor câștigul global („overall gain”) — diferit de modul indicat în definiția anterioară — ca fiind raportul între valoarea vîrf la vîrf a semnalului demodulat de la ieșirea video negativă și valoarea eficace a semnalului de la intrare.

Pentru circuitele TDA 440 produse la IPRS-BĂNEASA valoarea tipică a câștigului global definit astfel este:

$$G_{global} = \frac{3300 \text{ mV}_{vv}}{0,24 \text{ mV}_{ef}} = 13750,$$

sau

$$G_{global} \simeq 83 \text{ dB (tipic)}.$$

Mai este necesar să se sublinieze faptul că, modificînd cu ajutorul rezistenței R_3 curentul demodulatorului între limitele date în 2.40 și 2.41 amplitudinea semnalului demodulat poate fi ajustată între $2,8 V_{vv}$ și $4,2 V_{vv}$.

Modificarea curentului demodulatorului nu modifică câștigul acestuia (care rămîne 5), ci numai nivelul de curent continuu de la ieșirea demodulatorului. Așa cum s-a arătat în paragraful precedent, creșterea curentului I_{25} are ca efect creșterea potențialului de c.c. al ieșirii video-negative. În consecință, vîrfurile de jos al semnalului demodulat nu va mai atinge nivelul de negru (vezi § 2.2.1), iar bucla de RAA va acționa în sensul creșterii câștigului amplificatorului de FI.

La un nivel constant al semnalului de la intrare, ajustarea amplitudinii semnalului demodulat cu ajutorul rezistenței R_3 are ca efect modificarea câștigului amplificatorului de FI, și deci a nivelului de semnal la ieșirea amplificatorului de FI (intrarea demodulatorului).

De exemplu, ținînd cont de amplificările demodulatorului și preamplificatorului video (în total 10) rezultă, considerînd $m = 0,85$ și semnalul modulator sinusoidal:

$$\bullet v_{11} = 2,8 V_{vv} (990 \text{ mV}_{ef})$$

$$V_{ieșire \text{ amplificator de FI}} = \frac{989}{0,85} \cdot \frac{1}{10} = 116 \text{ mV}_{ef}$$

$$\bullet v_{11} = 3,3 V_{vv} (1166 \text{ mV}_{ef})$$

$$V_{ieșire \text{ amplificator de FI}} = 137 \text{ mV}_{ef}$$

$$\bullet v_{11} = 4,2 V_{vv} (1485 \text{ mV}_{ef})$$

$$V_{ieșire \text{ amplificator de FI}} = 175 \text{ mV}_{ef}$$

Subpurătoarea de sunet este amplificată la fel ca și semnalul video. Pentru a determina amplitudinea ei la ieșirile video trebuie să fie cunoscut gradul de modulație al purătoarei de FI datorită subpurătoarei de sunet la intrarea circuitului (deci să ținem cont de efectul filtrului de selectivitate concentrată de la intrarea circuitului asupra purătoarei de sunet).

Deși banda de trecere a preamplificatorului video are valoarea tipică de 8 MHz (la 3dB), limita acceptabilă pentru circuitul TDA 440 în ceea ce privește banda preamplificatorului video, este de 6,5 MHz.

În cel mai rău caz, pentru subpurtătoarea de sunet se pot pierde 3 dB din câștigul global al circuitului.

2.3. Parametri

2.3.1. Performanțele circuitului

Mărimile care caracterizează circuitul integrat TDA 440 sînt date în tabelul 2.1.

Valorile limită absolută trebuie respectate strict, deoarece depășirea lor provoacă procese distructive ireversibile în structura circuitului integrat, determinînd de obicei defectarea sa catastrofică.

Tabelul 2.1

TDA 440

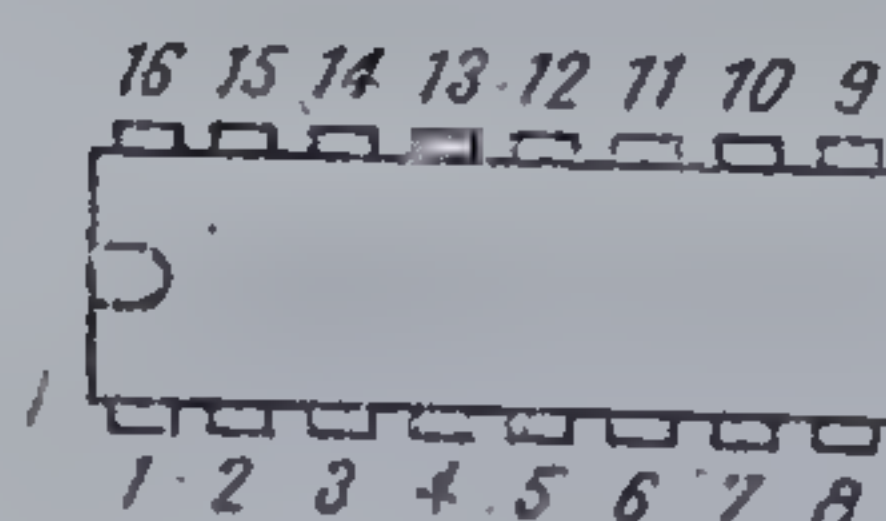
AMPLIFICATOR DE FI, DEMODULATOR, PREAMPLIFICATOR VIDEO PENTRU RECEPTORE TV

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	15 V
Tensiunea pe terminalul de comandă al selectorului (V_5)	15 V
Tensiunea de control a nivelului de alb (V_{10})	-1 ... +3 V
Curentul de ieșire (I_{11-3} , I_{12-3})	5 mA
Gama temperaturilor de funcționare	0 ... 60°C
Gama temperaturilor de stocare	-25 ... +125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

TDA 440



Capsulă TO 117
vedere de sus

- | | |
|--------------------------------------|-------------------------------|
| 1. Intrare | 9. Circuit acordat |
| 2. Decuplare | 10. Reglajul nivelului de alb |
| 3. Masa | 11. Ieșirea video-negativă |
| 4. RAA intern | 12. Ieșire video-pozitivă |
| 5. Comandă RAA selector | 13. V^+ |
| 6. Reglajul pragului de RAA selector | 14. Stabilizator intern |
| 7. Poartă | 15. Decuplare |
| 8. Circuit acordat | 16. Intrare |

Tabelul 2.1. (continuare)

TDA 440

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$).

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea de alimentare	V^+		10	12	15	V
Curentul de alimentare	I_{13}	$I_{14} = 40 \text{ mA}$	15	19	25	mA
Tensiunea stabilizată	V_{14}	$I_{14} = 40 \text{ mA}$	5,5	5,8	6,5	V
Tensiunea continuă la ieșirea video-negativă reglabilă prin rezistența conectată de la terminalul 10 la masă	V_{11}	$V_{13} = 12 \text{ V}$ $I_{14} = 40 \text{ mA}$ $R_{10} = 0 \dots 2,5 \text{ k}\Omega$	4,8	5,5	6,4	V
Curentul la ieșirea video-negativă	I_{11-3}	$V_{13} = 12 \text{ V}$		3,2		mA
Tensiunea minimă la ieșirea video-negativă (nivelul de negru)	V_{11}	$V_{13} = 12 \text{ V}$ $I_{14} = 40 \text{ mA}$ $v_{16} : 9 \text{ mV}_{\text{ef}}$ 38 MHz nemodulat		1,7		V
Tensiunea continuă la ieșirea video-positivă	V_{12}	$V_{13} = 12 \text{ V}$ $I_{14} = 40 \text{ mA}$ $V_{11} = 5,5 \text{ V}$		5,6		V
Variația tensiunii la ieșirea video-negativă în funcție de variația tensiunii de alimentare	$\frac{\Delta V_{11}}{\Delta V_{13}}$	$V_{13} = 12 \text{ V} \pm 10\%$ $I_{14} = 40 \text{ mA}$		0,14		%
Curentul disponibil pentru comanda RAA al selectorului de canale	I_5	$V_{13} = 12 \text{ V}$ $I_{14} = 40 \text{ mA}$ $V_7 = 0 \text{ V}$ $v_{16} = 90 \text{ mV}_{\text{ef}}$ $f_0 = 38 \text{ MHz}$ $f_m = 15 \text{ kHz}$ $m = 85\%$	5	7		mA
Amplitudinea semnalului la ieșirea video-negativă		$V_{13} = 12 \text{ V}$ $I_{14} = 40 \text{ mA}$ $V_7 = 0 \text{ V}$ $v_{16} = 9 \text{ mV}_{\text{ef}}$ $f_0 = 38 \text{ MHz}$ $f_m = 15 \text{ kHz}$ $m = 85\%$ $V_{11} = 5,5 \text{ V}$	2,8	3,3	4,2	V_{VV}
Amplitudinea minimă a semnalului de intrare pentru un semnal demodulat de 3 V_{VV} (sensibilitatea)	v_{16}	$V_{13} = 12 \text{ V}$ $I_{14} = 40 \text{ mA}$ $V_7 = 0 \text{ V}$ $V_{11} = 5,5 \text{ V}$ $v_{11} = 3 V_{\text{VV}}$ $f_0 = 38 \text{ MHz}$ $f_m = 15 \text{ kHz}$ $m = 85\%$		240	280	μV_{ef}

Tabelul 2.1. (continuare)

TDA 440

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic.	Max.	Unități
Banda preamplificatorului video (la -3 dB)		$V_{13} = 12$ V $I_{14} = 40$ mA $V_7 = 0$ V $V_{11} = 5,5$ V $v_{16} = 9$ mV _{ef} $f_0 = 38$ MHz $f_m = 1$ MHz; 6,5 MHz $m = 20\%$	6,5	8		MHz
Domeniul de RAA		$V_{13} = 12$ V $I_{14} = 40$ mA $V_7 = 0$ V $V_{11} = 5,5$ V $f_0 = 38$ MHz $f_m = 15$ kHz $m = 8\%$	50	55		dB
Rezistența de intrare	R_{1-16}	În domeniul de RAA		1,5		k Ω
Capacitatea de intrare	C_{1-16}	În domeniul de RAA		2		pF

Notă: Acești parametri sînt măsurați cu circuitul de test din figura 2.12.

2.3.2. Măsurări la fabricant

Circuitul TDA 440 se produce la IPRS-BĂNEASA în serie mare. Măsurarea parametrilor circuitului pe montajul de test reprezentat în figura 2.12 este laborioasă și durează mult timp. De aceea, pentru măsurarea unor circuite printre care și TDA 440 la IPRS-BĂNEASA s-a construit un sistem de testare automată pilotat de calculator. Sistemul permite măsurarea automată a următorilor parametri ai circuitului TDA 440:

- tensiunea Zener, V_{14} ;
- curentul de alimentare, I_{13} ;
- domeniul tensiunilor de curent continuu la ieșirea video-negativă, V_{11} ;
- tensiunea de curent continuu la ieșirea video-pozitivă, V_{12} ;
- domeniul tensiunilor de curent alternativ la ieșirea video-negativă v_{11} , pentru un semnal de FI, MA cu 15 kHz și grad de modulație 85%;
- banda preamplificatorului de semnal video;
- sensibilitatea;

(250 kHz ... 250 MHz) a cărei ieșire este conectată direct la două terminale ale conectorului interfeței de test.

Schema electrică de măsură pentru fiecare circuit care se sortează constituie *interfața de test a circuitului*. Interfețele de test ale diferitelor circuite se leagă la sistemul de test prin intermediul unui conector cu 50 de poziții, așezat lângă grupul de comutare.

Schema de principiu a interfeței de test pentru circuitul TDA 440 este reprezentată în figura 2.13.

Condițiile de test și limitele de acceptare pentru parametrii mășurați sînt prezentate în tabelul 2.2.

Tabelul 2.2.

TDA 440

CONDIȚIILE DE TEST ȘI LIMITELE DE ACCEPTARE PENTRU PARAMETRII MĂȘURAȚI ($V^+ = V_{13} = 12$ V, $I_{14} = 40$ mA, $T_a = 25^\circ\text{C}$)

Nr. test	Parametrul	Condiții de test	Condiții de acceptare
1	Tensiunea Zener		$5,5 \text{ V} \leq V_{14} \leq 6,5 \text{ V}$
2	Curentul de alimentare	$I_{13}[\text{mA}] = 10[2 V_{13}[\text{V}] - 12]$	$8 \text{ mA} \leq I_{13} \leq 26 \text{ mA}$
3	Domeniul tensiunilor de curent continuu la ieșirea video-negativă	$I_{10} = 0,2 \dots 0,8 \text{ mA}$	$4,8 \text{ V} \leq V_{11} \leq 6,4 \text{ V}$
4	Tensiunea de curent continuu la ieșirea video-positivă	I_{10} reglat (prin V_{110}) astfel încît $V_{11} = 5,5 \text{ V}$	$5 \text{ V} \leq V_{12} \leq 6,2 \text{ V}$
5	Domeniul tensiunilor de curent alternativ la ieșirea video-negativă	V_{110} (I_{10}) ales astfel încît $V_{11} = 5,5 \text{ V}$; $v_1 = 9 \text{ mV}_{\text{ef}}$, $f_0 = 38 \text{ MHz}$, $f_m = 15 \text{ kHz}$, $m = 85\%$	$2,8 \text{ V}_{\text{VV}} < v_{11} < 4,2 \text{ V}_{\text{VV}}$
6	Banda amplificatorului de semnal video	V_{110} (I_{10}) ales astfel încît $V_{11} = 5,5 \text{ V}$; $v_1 = 9 \text{ mV}_{\text{ef}}$, $f_0 = 38 \text{ MHz}$, $f_m = 1 \text{ MHz}$ / $6,5 \text{ MHz}$, $m = 20\%$	$\frac{v_{11}(6,5 \text{ MHz})}{v_{11}(1 \text{ MHz})} \geq 0,707$
7	Nivelul de negru	V_{110} (I_{10}) ales astfel încît $V_{11} = 5,5 \text{ V}$; $v_1 = 9 \text{ mV}_{\text{ef}}$, $f_0 = 38 \text{ MHz}$	$1,7 \leq V_{11} < 2,3 \text{ V}$
8	Sensibilitatea și domeniul de RAA	V_{110} (I_{10}) ales astfel încît $v_{11} = 3,3 \text{ V}_{\text{VV}}$; $v_1 = 90 \text{ mV}_{\text{ef}}$ / $280 \mu\text{V}_{\text{ef}}$ ($90 \text{ mV} - 50 \text{ dB}$), $f_0 = 38 \text{ MHz}$, $f_m = 15 \text{ Hz}$, $m = 85\%$	$v_{11} _{v_s=280\mu\text{V}} \geq 2,8 \text{ V}_{\text{VV}}$
9	Curentul de comandă al RAA selector	V_{110} (I_{10}) ales astfel încît $v_{11} = 3,3 \text{ V}_{\text{VV}}$; $v_1 = 90 \text{ mV}_{\text{ef}}$, $f_0 = 38 \text{ MHz}$, $f_m = 15 \text{ kHz}$	$I_5 \geq 1 \text{ mA}$ ($V_{15} \leq 7 \text{ V}$)
10	Funcționarea porții din terminalul 7	$v_{11} = 5,5 \text{ V}$; $v_1 = 90 \text{ mV}_{\text{ef}}$, $f_0 = 38 \text{ MHz}$, $f_m = 15 \text{ kHz}$, $K_a = \text{deschis}$	$I_5 \leq 1 \text{ mA}$ ($V_{15} \geq 11 \text{ V}$)

Notă: Toate datele și condițiile din acest tabel se referă la interfața de test din figura 2.13.

c) Funcționarea buclei de RAA

Se închid întrerupătoarele K_1, K_3, K_5, K_6 .

Se verifică realizarea condiției: $I_5 \geq 7 \text{ mA}$

Notă: Întrerupătorul K_7 se așează în mod permanent pe poziția corespunzătoare tipului de circuit care se testează ($TDA 440 P/N$); toate celelalte întrerupătoare cu excepția celor specificate la fiecare test sînt deschise.

2.3.4. Solicitarea termică a circuitului TDA 440

Circuitul $TDA 440$ este încapsulat într-o capsulă de tip $TO 117$ modificată pentru a-i micșora rezistența termică joncțiune-ambiant care scade la valoarea tipică de 90° C/W (de la 130° C/W în varianta nemodificată).

Această modificare este internă*. Pentru utilizator nu apare nici o deosebire față de capsula $TO-117$ standard. De aceea, atît în tabelul 2.1 cît și în anexă capsula figurează tot sub codul $TO-117$.

Chiar cu această valoare scăzută a rezistenței termice joncțiune-ambiant circuitul $TDA 440$ este destul de solicitat termic.

Într-adevăr, în funcționarea la valorile nominale, în conformitate cu datele din tabelul 2.1,

$$V_{13} = 12 \text{ V},$$

$$I_{13 \text{ max}} = 25 \text{ mA},$$

$$V_{14 \text{ max}} = 6,5 \text{ V},$$

$$I_{14} = 40 \text{ mA}$$

rezultă puterea maximă disipată de circuit.

$$P_{D \text{ max}} = 12 \cdot 25 + 6,5 \cdot 40 = 560 \text{ mW}$$

Temperatura cipului (a „joncțiunii”) este dată de relația

$$T_{j \text{ max}} = P_{D \text{ max}} R_{th, j-a} + T_a$$

Luînd

$$T_{a \text{ max}} = 60^\circ \text{ C}$$

și

$$R_{th, j-a} = 90^\circ \text{ C/W}$$

se obține

$$T_{j \text{ max}} = 110^\circ \text{ C},$$

sub valoarea maximă de 125° C acceptată pentru temperatura joncțiunii.

* Reducerea valorii rezistenței termice se realizează prin utilizarea unui radiator intern din aluminiu, înglobat în rășina de încapsulare, care face contact termic cu grila metalică pe care se sudează cipul.

Dacă se consideră o funcționare la valoarea limită absolută a tensiunii de alimentare (15 V) la care curentul I_{13} este de cel mult 30 mA se obține:

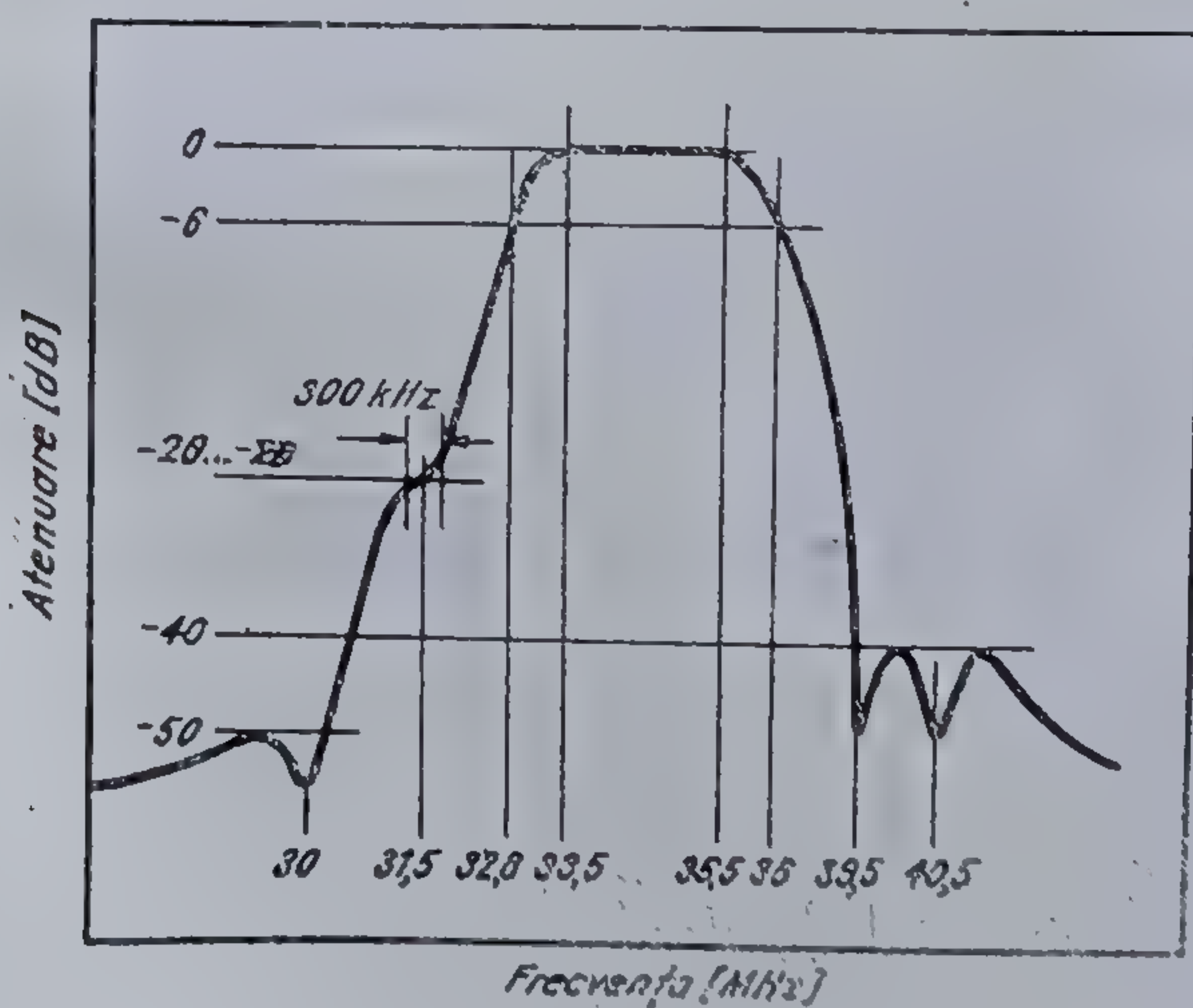
$$P_{Dmax\ max} = 15 \cdot 30 + 6,5 \cdot 40 = 710\ \text{mW}$$

valoare care pentru $T_j = 60^\circ\text{C}$ conduce la atingerea temperaturii maxime a joncțiunii (125°C).

Din aceste calcule rezultă că nu este recomandabil ca tensiunea de alimentare să depășească 13 V.

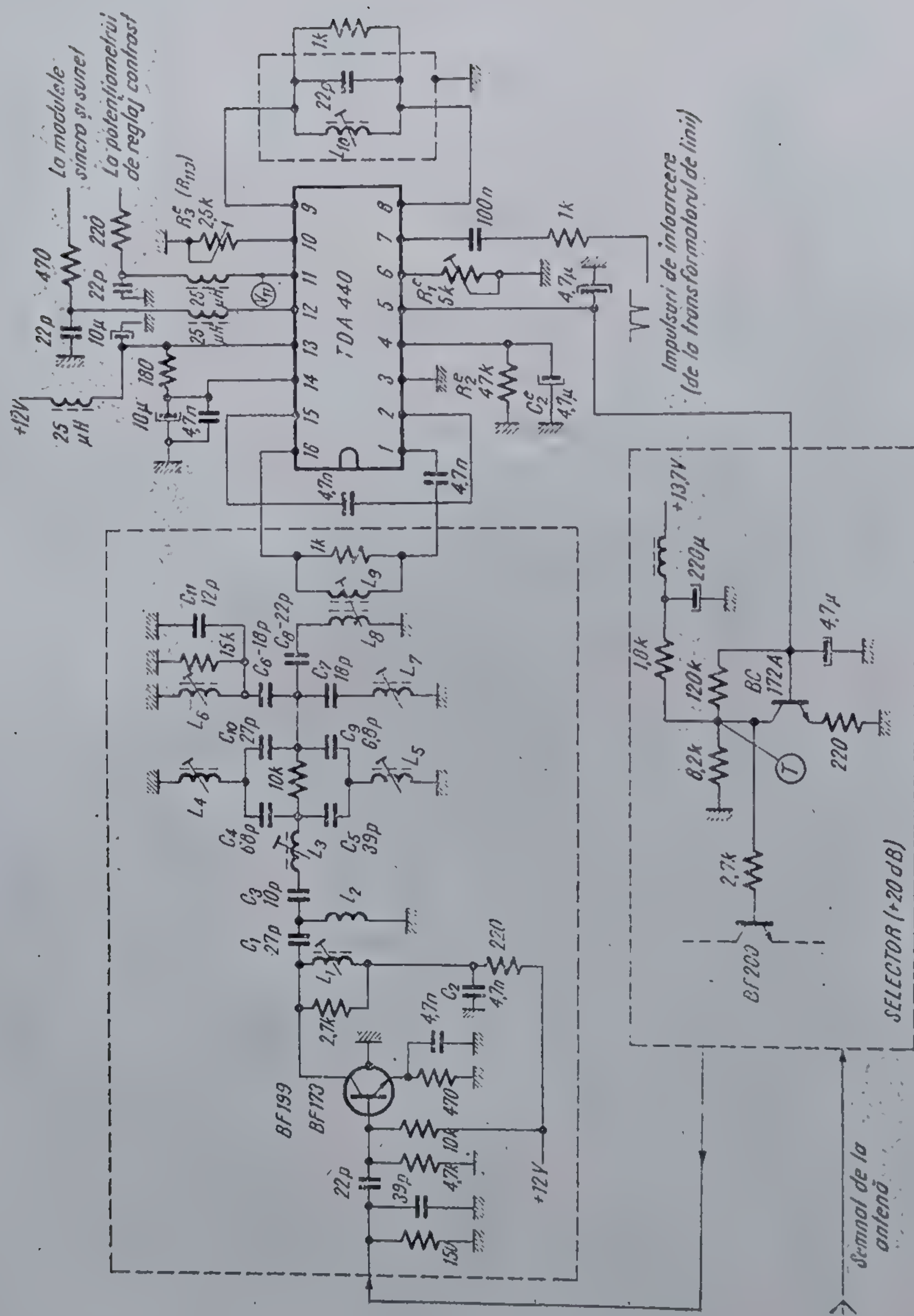
2.4. Modulul de FI realizat cu circuitul TDA 440

Semnalul generat de selectorul de canale (de la etajul mixer) este trecut printr-un bloc de filtre înainte de a fi aplicat intrării amplificatorului de FI din circuitul TDA 440. Pentru a asigura banda de trecere și selectivitatea receptorului TV prin rejecția canalelor adiacente acest filtru de selectivitate concentrată trebuie să realizeze caracteristica de transfer² reprezentată în figura 2.15.



2.15. Caracteristica amplitudine-frecvență realizată de modulul de FI „ELECTRONICA”.

Pentru realizarea acestei caracteristici de transfer există mai multe soluții constructive; în figura 2.16 s-a reprezentat modulul de FI-VS cale comună (inclusiv blocul de filtre) utilizat în receptoarele TV produse de întreprinderea ELECTRONICA².



2.16 Modulul de FI „ELECTRONICA” și conexiunea comenzii RAA selector.

Filtrul complex constituie sarcina unui etaj de amplificare cu emitorul comun realizat cu tranzistorul *BF 199* sau *BF 173*.

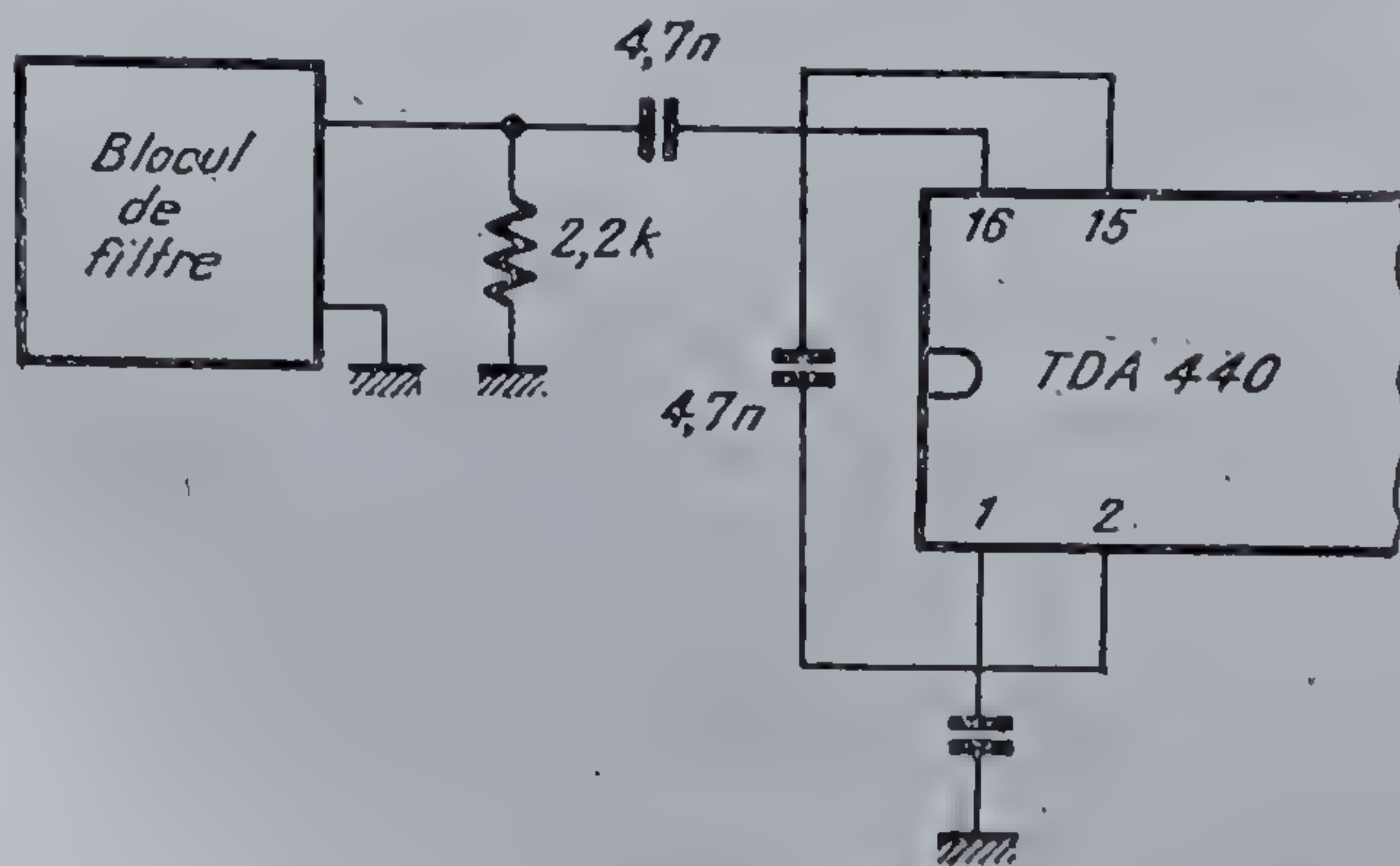
Circuitul acordat L_1, C_1 controlează palierul caracteristicii de transfer (33,5 ... 36,5 MHz). Bobina L_2 este o bobină de cuplaj cu circuitul acordat L_3, C_3 care controlează poziția purtătoarei de 38 MHz pe flancul Nyquist. Circuitul acordat L_8, C_8 controlează flancul purtătoarei de imagine (36,5 ... 39,5 MHz). Circuitul T podit L_4, C_4, C_{10} împreună cu rezistența de 10 Ω rejectează imaginea canalului adiacent superior (30 MHz), iar circuitul T podit L_5, C_5, C_9 împreună cu rezistența de 10 Ω rejectează sunetul canalului adiacent inferior (39,5 MHz). Grupul L_6, C_6, C_{11} și rezistența de 15 k Ω asigură atenuarea cu cca. 26 dB a purtătoarei de FI de sunet (31,5 MHz), iar grupul L_7, C_7 asigură o rejectie suplimentară la 40,5 MHz care ameliorează selectivitatea filtrului la frecvențele superioare zonei de FI (39,5 ... 41 MHz).

După modul de cuplare a intrării diferențiale a amplificatorului FI (terminalele 7, 16) la blocul de filtre există două soluții constructive:

- intrarea circuitului este cuplată *simetric* la blocul de filtre;
- intrarea circuitului este cuplată *nesimetric* la blocul de filtre.

În figura 2.16 s-a reprezentat modul de FI „ELECTRONICA” care utilizează atacul simetric al amplificatorului de FI din TDA 440.

Varianta de modul de FI cu atac nesimetric al circuitului TDA 440 nu diferă de schema din figura 2.16 decât prin cuplarea terminalelor 7, 16 la blocul de filtre. Modul de conectare pentru această variantă este reprezentat în figura 2.17.



2.17 Conectarea intrării circuitului TDA 440 la blocul de filtre în varianta cu atac nesimetric.

Trebuie menționat de la bun început că *modul de cuplare simetric al intrării circuitului TDA 440 este preferabil*, el asigurând o mai bună imunitate a schemei împotriva oscilațiilor parazite. La varianta cu intrare nesimetrică decuplarea uneia dintre intrările amplificatorului de FI a circuitului integrat este deosebit de critică.

2.4.1. Reglaje pentru asigurarea funcționării corecte a circuitului TDA 440 în modulul de FI².

În continuare se prezintă câteva reglaje simple, care fără să reclame aparatură pretențioasă asigură funcționarea corectă a circuitului TDA 440 în modulul de FI „ELECTRONICA”. Nu se discută acordarea filtrului de selectivitate de la intrare, deoarece această operație reclamă utilizarea unui vobuloscop.

● Reglarea nivelului de alb

La intrarea receptorului TV nu se aplică semnal.

Se aplică o tensiune continuă de +3 V la terminalul 4 al circuitului TDA 440 (grupul R_2^e, C_2^e), ceea ce impune funcționarea amplificatorului de FI intern la câștig minim.

Se conectează la terminalul 11 un voltmetru cu rezistența internă mai mare de 20 k Ω /V.

Se ajustează potențiometrul R_3^e (conectat la terminalul 10) pînă cînd potențialul de curent continuu V_{11} va fi de 5,5 V.

La unele circuite datorită dependenței neliniare a potențialului V_{11} în funcție de R_3^e (vezi § 2.2.4) valoarea $V_{11} = 5,5$ V se obține și la valori mici ale rezistenței (100 ... 200 Ω). Acesta este un punct de funcționare incorect, obținut prin saturarea unora din tranzistoarele preamplificatorului video.

Mărind, începînd de la zero valoarea potențiometrului R_3^e , (R_{113} , în modulul FI-VS „ELECTRONICA”), potențialul V_{11} va crește pînă la 6,2 ... 6,4 V și va scădea apoi la 5,5 V. Acesta este punctul corect de reglaj al nivelului de alb, care asigură un semnal video complex $v_{11} = 3,3$ V_{vv} și un semnal video complex la catodul tubului cinescop de aproximativ 90 V_{vv}.

● Reglarea întîrzierii tensiunii de comandă a RAA selector

Nu se aplică semnal la intrarea receptorului TV.

Se aplică o tensiune de curent continuu de +2,2 V la terminalul 4 al circuitului TDA 440 (grupul R_2^e, C_2^e) (R_{114}, C_{127} în modulul FI-VS „ELECTRONICA”). Acest nivel al potențialului V_4 (tensiunea de comandă a RAA pentru amplificatorul de FI încorporat în circuitul TDA 440) corespunde situației în care la intrarea circuitului se aplică un semnal de aproximativ 40 mV_{ef}.

Considerînd un câștig al selectorului de 20 dB precum și valoarea tipică a câștigului (datorită amplificatorului de intrare realizat cu BF 199 sau BF 173) blocului de filtre de 6 dB, rezultă că în funcționare cu semnal la intrarea receptorului TV pentru $V_4 = 2,2$ V la borna de antenă este prezent un semnal de aproximativ 2 mV_{ef}. Chiar dacă amplificarea selectorului de canale este de 26 dB (valoarea tipică), se crează situația echivalentă cu aplicarea unui semnal la intrarea TV de circa 1 mV_{ef} la care în mod sigur se asigură un raport semnal / zgomot de cel puțin 46 dB (200 ori).

Se conectează un voltmetru de curent continuu cu rezistența internă mai mare de 20 k Ω /V la punctul de măsură notat cu T în figura 2.16 (colectorul tranzistorului inversor al tensiunii de comandă a RAA selector, comandat în bază de potențialul terminalului 5).

Se aduce rezistența R_i la o valoare apropiată de zero. În această situație potențialul de curent continuu al punctului T trebuie să fie de aproximativ 4,5 V. Se crește valoarea rezistenței R_i pînă cînd potențialul de curent continuu al punctului T crește cu o zecime de volt, de exemplu de la 4,5 la 4,6 V. Acesta este punctul de reglaj al întîrzierii comenzii de RAA selector care asigură următorul mod de funcționare al sistemului selector-modul FI .

Pentru semnale de antenă mai mici de 2 mV_{ef} selectorul lucrează la cîștig maxim (potențialul de curent continuu al punctului T este de 4,5 V), iar potențialul terminalului 4 al circuitului $TDA 440$ este mai mic de 2,2 V (putînd ajunge pînă la $V_4 = 0$ în absența semnalului la intrare).*

Pentru semnale de antenă de $2 \dots 100 \text{ mV}_{\text{ef}}$ va intra în funcțiune RAA selector. Potențialul de curent continuu al punctului T va crește de la 4,5 V pînă la 10,5 V, în schimb potențialul terminalului 4 al circuitului $TDA 440$ se va menține constant la aproximativ 2,2 V datorită acțiunii RAA din selector care va menține semnalul de la intrarea circuitului la amplitudine constantă (cca. $40 \text{ mV}_{\text{ef}}$).

Pentru semnale de antenă mai mari de $100 \text{ mV}_{\text{ef}}$, potențialul de curent continuu al punctului T se va menține la 10,5 V, iar cel al terminalului 4 va crește pînă la $V_4 = 2,5 \text{ V}$ ceea ce reprezintă situația de cîștig minim (0 dB) a amplificatorului de FI din circuitul $TDA 440$.

● *Reglajul circuitului acordat de refacere a purtătoarei*

Acest circuit este conectat la terminalele 8 și 9 ale circuitului $TDA 440$ și trebuie să fie acordat pe frecvența purtătoarei de FI pentru a permite demodularea MA sincronă a semnalului de FI în vederea obținerii semnalului video-complex.

Rezistența de $1 \text{ k}\Omega$ conectată în paralel pe circuitul acordat asigură pentru acesta din urmă un factor de calitate $Q \simeq 6$ și în consecință lărgimea de bandă corespunzătoare pentru circuitul de refacere a purtătoarei:

$$B_{(3\text{dB})} = \frac{f_0}{Q} = \frac{38 \text{ MHz}}{6} = 6,3 \text{ MHz}.$$

Acordul precis al circuitului se face odată cu alinierea filtrului de selectivitate, aplicînd la intrarea blocului de filtre un semnal vobulat. Dacă nu dispunem de vobuloscop acordul circuitului de refacere a purtătoarei se poate efectua în mod mulțumitor prin următoarea metodă, aplicabilă în condiții de service.

Se aplică la antena receptorului TV un semnal *foarte slab*. În mod obișnuit aceasta înseamnă o imagine puternic zgomotoasă pe ecran, combinată de obicei cu desincronizarea pe cadre, efect care se obține cu ușurință fie decuplînd parțial mufa de antenă, astfel ca semnalul să se aplice la intrare printr-un

* Reglajul greșit al nivelului de alb sau al pragului de întîrziere a RAA spre selector poate provoca limitarea semnalului video complex din preamplificatorul video din $TDA 440$, limitare care „retează” sau cel puțin afectează impulsurile de sincronizare. Afectarea sincroimpulsurilor îl determină pe tehnicianul neștiutor să caute defectul în sincroprocesor (din cauza sincronizării instabile) sau pe calea de sunet căci limitarea semnalului video complex afectează și structura semnalului de sunet modulat în frecvență conținut în spectrul de $FI-VS$.

cuplaj capacitiv foarte slab, fie înlocuind cablul de antenă cu un fir de 1 ... 1,5 m lungime conectat la contactul central al mufei de antenă.

Se conectează un volmetru de curent continuu cu rezistența internă mai mare de 20 k Ω /V la terminalul 11. Semnalul fiind foarte slab, nivelul de negru nu mai poate fi menținut constant la ieșirea video-negativă, iar componenta de curent continuu a semnalului video va fi cuprinsă între nivelul de negru (2 V) și potențialul V_{11} în absența semnalului la intrare (5,5 V, obținut la reglarea nivelului de alb cu ajutorul rezistenței R_8). Cu semnal foarte slab la intrare se va citi deci componenta continuă $V_{11} = 3 \text{ V} \dots 4 \text{ V}$. Cu cât demodularea sincronă va fi mai eficace, componenta continuă va fi mai scăzută (vezi § 2.2.3).

Acordul circuitului de refacere a purtătoarei se va face în condițiile de mai sus, ajustînd miezul bobinei L_{10} (vezi figura 2.16) pînă cînd se obține un minim pentru componenta continuă V_{11} .

Acest minim este plat. Pentru a se putea realiza un acord mai precis este necesar să se dezlipească unul din capetele rezistenței de amortizare de 1 k Ω . După efectuarea acordului rezistența se lipește la loc.

2.4.2. Reguli pentru utilizarea corectă a circuitului TDA 440 în modulul de FI

Oricine dorește să construiască un modul de FI cu ajutorul circuitului TDA 440 trebuie să respecte următoarele condiții în vederea evitării oscilațiilor parazite sau a nestabilității.

- Condensatorul ceramic de decuplare conectat la terminalele 2 și 15 trebuie să aibă terminalele cît mai scurte și să fie plasat în imediata apropiere a circuitului. Cea mai sigură variantă rămîne totuși lipirea condensatorului pe spatele cablajului, direct la terminalele circuitului.
- Este preferabil atacul simetric al intrării circuitului (terminalele 1, 16). Dacă se adoptă varianta atacului nesimetric, intrarea care se decuplează la masă trebuie legată printr-un condensator ceramic cu terminalele cît mai scurte la terminalul 3 al circuitului (masă).
- Terminalele 13 (alimentarea) și 14 (stabilizatorul intern) trebuie decuplate la masă (terminalul 3) cu condensatoare electrolitice și ceramice legate în paralel și plasate în imediata apropiere a circuitului integrat.
- Circuitul acordat de refacere a purtătoarei conectat la terminalele 8 și 9 trebuie să fie ecranat, iar ecranul legat la masă pentru a evita radiația (deoarece semnalul la bornele acestui circuit are amplitudine destul de mare).

În afara acestor măsuri anti-oscilație, este necesar ca traseele care pornesc de la terminalele 11, 12 să aibă capacități parazite față de masă cît mai mici pentru a evita reducerea benzii video.

De asemenea, la proiectarea filtrului de selectivitate de la intrare se va ține cont că, deși impedanța de intrare a amplificatorului de FI, încorporat circuitului este menținută aproximativ constantă în tot domeniul de RAA,

partea rezistivă a acestei impedanțe poate varia de la circuit la circuit, din considerente tehnologice între 1,3 kΩ și 2,5 kΩ.

● Rezistența de alimentare a stabilizatorului intern (notată cu R_4^e pe schema bloc din figura 2.1 și cu $R110$ pe schema „ELECTRONICA” a modului *FI-VS*) trebuie să satisfacă condiția:

$$\frac{V_{13\min} - V_{14\max}}{R_4^e} \geq 30 \text{ mA.}$$

Valoarea de 30 mA din partea dreaptă a inegalității de mai sus s-a obținut în modul următor:

Consumul elementelor conectate în circuitul *TDA 440* în paralel pe dioda stabilizatoare internă DZ_1 (vezi figura 2.2) are valoarea tipică de 20 mA. Dispersia tehnologică de $\pm 30\%$ a valorii rezistențelor din circuit poate duce acest consum pînă la cel mult 26 mA.

Mentîinînd prin DZ_1 un curent de 4 mA care să asigure o rezistență dinamică corespunzătoare pentru stabilizatorul intern, rezultă că nici în cele mai defavorabile cazuri de exploatare curentul injectat în terminalul 14 nu trebuie să scadă sub 30 mA. Valoarea recomandată pentru acest curent (vezi tabelul 2.1) este $I_{14} = 40 \text{ mA}$.

2.5. Alte circuite

Circuitul *TDA 440* este fabricat de mai multe firme producătoare de componente electronice, cum sînt: *SGS-ATES*³, *AEG-TELEFUNKEN*⁴, *RFT* (sub denumirea *A 240*), *NATIONAL SEMICONDUCTORS*⁵. Există însă și alte tipuri de circuite destinate blocului de *FI* din receptoarele *TV*. Dintre acestea, în continuare, se vor prezenta tipurile cele mai reprezentative.

TDA 4400 (AEG-TELEFUNKEN)

Circuitul este derivat din *TDA 440* și deci foarte asemănător. Schema bloc și configurația terminalelor sînt echivalente cu excepția modului de conectare al terminalului 14. Acest terminal este conectat la un divizor rezistiv exterior circuitului care este legat între alimentare și masă. Ajustînd potențiometrul legat la terminalul 14, se poate regla nivelul de negru între 0,8 V și 3 V. Stabilizatorul intern este alimentat în cazul circuitului *TDA 4400* direct de la terminalul 13. Față de *TDA 440* circuitul *TDA 4400* prezintă deci îmbunătățirea de a avea nivelul de negru reglabil. În plus, pragul de sensibilitate este coborît de la 280 μV_{ef} la 200 μV_{ef} pentru un semnal video complex de 3 V_{vv} . Restul parametrilor electrice ai celor două circuite este identic.

*TDA 2540 (MBLE)*⁶

Circuitul este compus dintr-un amplificator de *FI* cu câștig controlat, un demodulator *MA* sincron și un preamplificator video. În afara acestor blocuri care procesează propriu-zis semnalul video, în circuitul integrat

TDA 2540 mai sînt încorporate un circuit poartă care permite funcționarea buclei de *RAA* numai pe durata impulsului de întoarcere linii și un al doilea demodulator sincron care, datorită caracteristicii în „S” este capabil să furnizeze un semnal de *CAF* (control automat de frecvență). Acest semnal este folosit pentru controlul frecvenței oscilatorului din selectorul de canale, mai ales la receptoarele *TV* color. Circuitul are o singură ieșire video (semnal video-pozitiv), o ieșire de comandă *RAA* selector și o ieșire de *CAF* (tot pentru selector). Domeniul de acțiune al *RAA* intern este de 66 dB, iar sensibilitatea are valoarea tipică de 100 μ V (pentru un semnal video de 3 V_{VV}). Modulul de *FI* realizat cu *TDA 2540* utilizează două circuite acordate pentru cele două demodulatoare sincrone încorporate în circuit.

TBA 440C (SESCOSEM, NATIONAL SEMICONDUCTORS) ^{7,5}

Este un circuit foarte asemănător cu *TDA 440*. Este compus dintr-un amplificator de *FI* cu câștigul controlat, un demodulator sincron și un preamplificator video care furnizează semnal video pozitiv și video negativ. În afara acestor blocuri de procesare a semnalului video *TBA 440C* mai încorporează circuitul poartă pentru comanda buclei de *RAA* pe durata impulsului de întoarcere linii, preamplificatorul semnalului de comandă al *RAA* selector și stabilizatorul intern legat la terminalul 14.

Circuitul nu permite ajustarea nivelelor de negru sau de alb al semnalului video, dar permite deplasarea domeniului de acțiune al *RAA* (către câștiguri mai mari sau mai mici) cu ajutorul unui potențiomtru legat între terminalul 10 și ieșirea de semnal video-negativ (terminalul 11).

Domeniul de *RAA* al circuitului este de 50 dB, iar sensibilitatea tipică de 150 μ V_{ef} (pentru un semnal video de 3 V_{VV}):

BIBLIOGRAFIE

1. Bulucea, C. și a. Circuite integrate liniare, Editura Tehnică, București, 1976.
2. * * * Buletin tehnic nr. 6, I.I.S. ELECTRONICA-Service, București.
3. * * * SGS-ATES, Consumer Transistors and Integrated circuits, 1976.
4. * * * AEG-TELEFUNKEN, Integrated Circuits, 1977.
5. * * * NATIONAL SEMICONDUCTORS, Linear Integrated Circuits Databook, 1978.
6. * * * MBLE, Linear Integrated Circuits, 1975.
7. * * * SESCOSEM, Integrated Circuits, Consumer types, 1979.

TBA 950, TBA 940 | Sincroprocesor TV

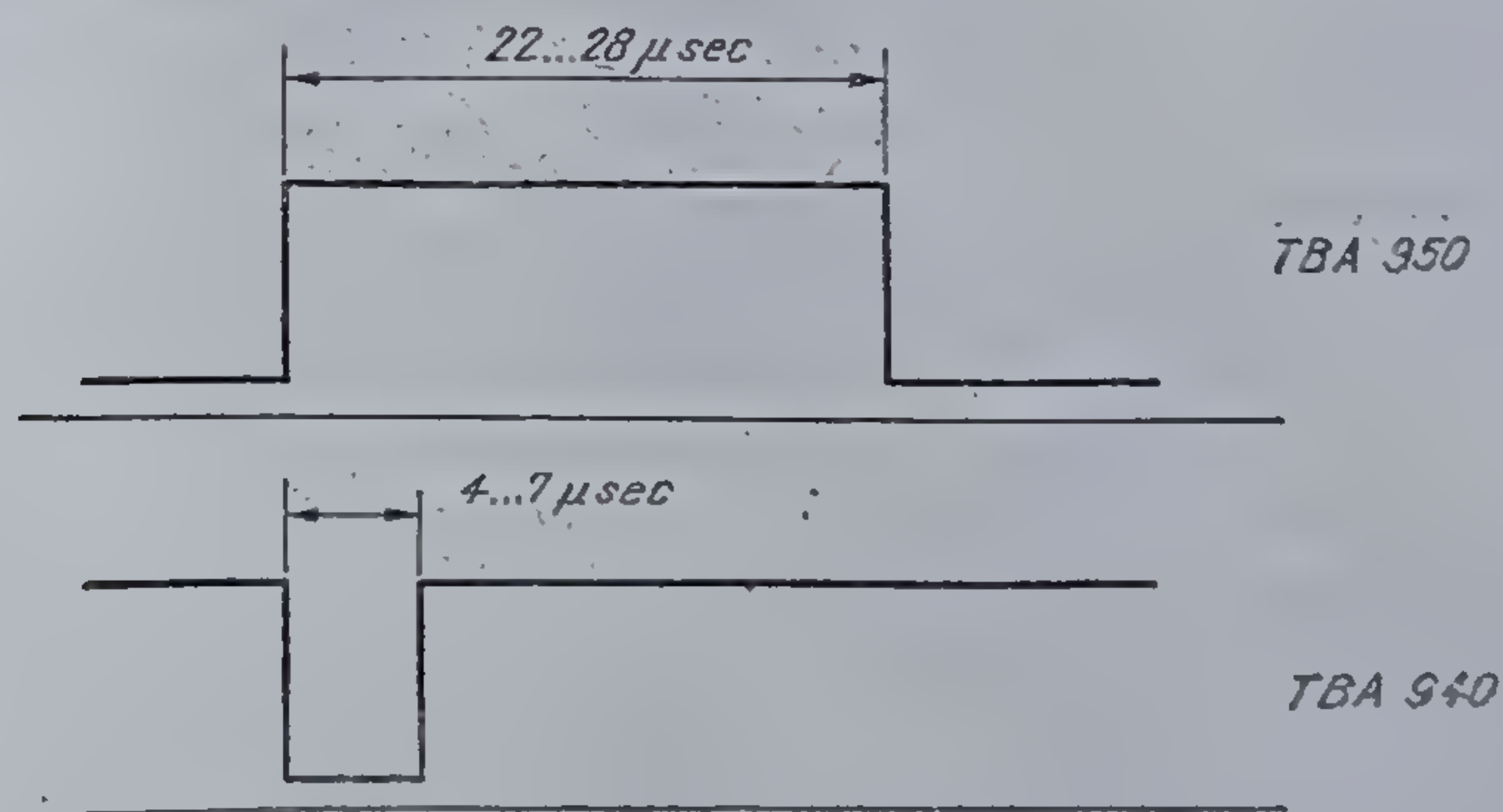
3.1. Prezentarea circuitului

3.1.1. Destinație

Circuitele integrate *TBA 950* și *TBA 940* — sincroprocesoare *TV* — sînt destinate asigurării sincronizării de linii și cadre pentru un receptor *TV* alb-negru sau color (cu modulație negativă).

Plecînd de la semnalul video complex, *sincroprocesorul TV* rezolvă complet sincronizarea de linii și parțial sincronizarea de cadre. Rezolvarea definitivă a sincronizării de cadre se face fie cu ajutorul unui oscilator de cadre, fie cu un circuit special construit, *TDA 1170* — care preia de la sincroprocesorul *TV* impulsul de sincronizare de cadre — și care conține atît oscilatorul cît și etajul final pentru deflexia de cadre.

Cele două circuite, *TBA 950* și *TBA 940*, fac parte din aceeași familie, avînd aceeași schemă bloc și parametrii asemănători. Diferența este determinată de structura particulară a etajului de baleiaj linii, care poate fi echipat cu tranzistor sau cu tiristor de baleiaj.



3.1 Impulsurile de ieșire pentru *TBA 950* și *TBA 940*

Circuitul *TBA 950* livrează un impuls pozitiv de ieșire, necesar atacului unui etaj de baleiaj linii echipat cu tranzistoare. Forma impulsului, care are o durată de $22...28 \mu\text{s}$, este reprezentată în figura 3.1.

Circuitul *TBA 940* dă un impuls de sincronizare de formă identică cu cel desenat în figura 3.1 și cu o durată de $4 \dots 7 \mu s$, specifică comenzii etajului de balcaj linii echipat cu tiristoare.

În tot restul capitolului se va descrie și se va comenta numai circuitul *TBA 950*; pentru circuitul *TBA 940* se vor semnala numai diferențele care apar față de *TBA 950*. De aceea, în continuare, referirea se va face fie prin utilizarea codului *TBA 950* și/sau a denumirii de *sincroprocesor TV*.

Alimentarea circuitului *TBA 950* se face de la o singură sursă pozitivă, nestabilizată. Blocurile circuitului sînt alimentate stabilizat prin intermediul unui stabilizator paralel — cu avantajul unei protecții intrinseci la scurtcircuit — încorporat în cipul circuitului. Prin dimensionarea unei rezistențe serie exterioare circuitul *TBA 950* se poate acomoda unei game largi de valori ale tensiunii sursei de alimentare.

Circuitul *TBA 950* este deosebit de complex (conține peste 200 componente — tranzistoare, diode, rezistențe, capacități — și este realizat pe un cip de $4,56 \text{ mm}^2$). Pentru „a înghesui” pe un singur cip și apoi într-o capsulă standard cu 14 terminale multitudinea de funcții pe care o realizează circuitul *TBA 950*, separatorul prin integrare a impulsurilor de sincronizare de cadre și de linii este total integrat, inclusiv capacitățile.

3.1.2. Schema bloc

Schema bloc a circuitului sincroprocesor *TV—TBA 950* este dată în figura 3.2.

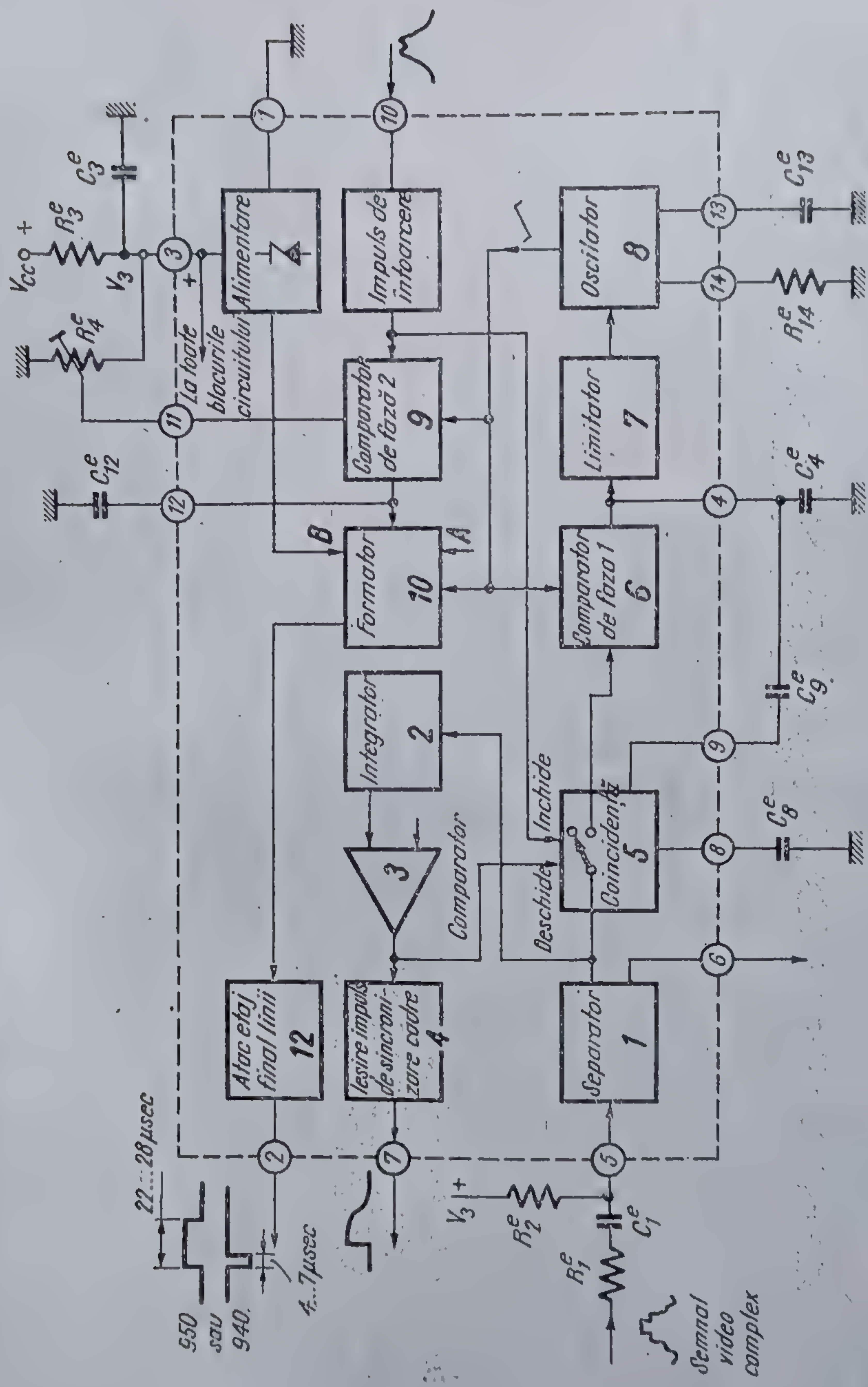
Linia întreruptă marchează „marginea” circuitului; ea delimitează granița între componentele de pe cip și componentele sau blocurile exterioare. Componentele exterioare poartă indicele superior „e”.

Numerele plasate în cercuri — pe linia întreruptă — corespund numărului terminalului în încapsularea standard-capsulă *TO 116* (pentru detalii vezi tabelul 3.1 și anexa de la sfîrșitul cărții).

Circuitul primește la intrare — terminalul 5 — semnalul video complex (*SVC*) pozitiv prelevat după detecția semnalului de frecvență intermediară video. Amplitudinea corectă, vîrf la vîrf, trebuie să fie de 3 V, dar circuitul funcționează încă bine și la un *SVC* pozitiv de 1 V_{VV}.

Primul bloc (1) realizează separarea din semnalul video complex a sincroimpulsurilor. Aceasta se face prin circuitul extern R_1^e , C_1^e și R_2^e și joncțiunea bază-emitor a tranzistorului de intrare, pe principiul unei detecții de vîrf.

Urmează un amplificator care aduce impulsurile separate, la nivele convenabile, spre a fi prelucrate. Blocul 1 are o ieșire auxiliară, terminalul 6, pe care se poate controla buna funcționare a separatorului, vizualizînd la osciloscop sincroimpulsurile de linii și de cadre.



3.2 Schema bloc a circuitului TBA 950.

Impulsurile de sincronizare de cadre

Blocul 2 este un integrator care primește un tren de sincroimpulsuri, linii plus cadre, care se deosebesc între ele prin durată. Dacă i se stabilește integratorului o constantă de timp cu o valoare plasată potrivit între durata sincroliniilor ($5 \mu s$) și cea a sincrocadrelor ($160 \mu s$), la ieșire se obțin numai impulsurile de sincronizare de cadre.

Acest bloc conține două condensatoare. Valorile mici ale acestora impuse de realizarea monolitică, fac necesară o structură activă, prin care să se obțină constanta de timp necesară integratorului care face separarea.

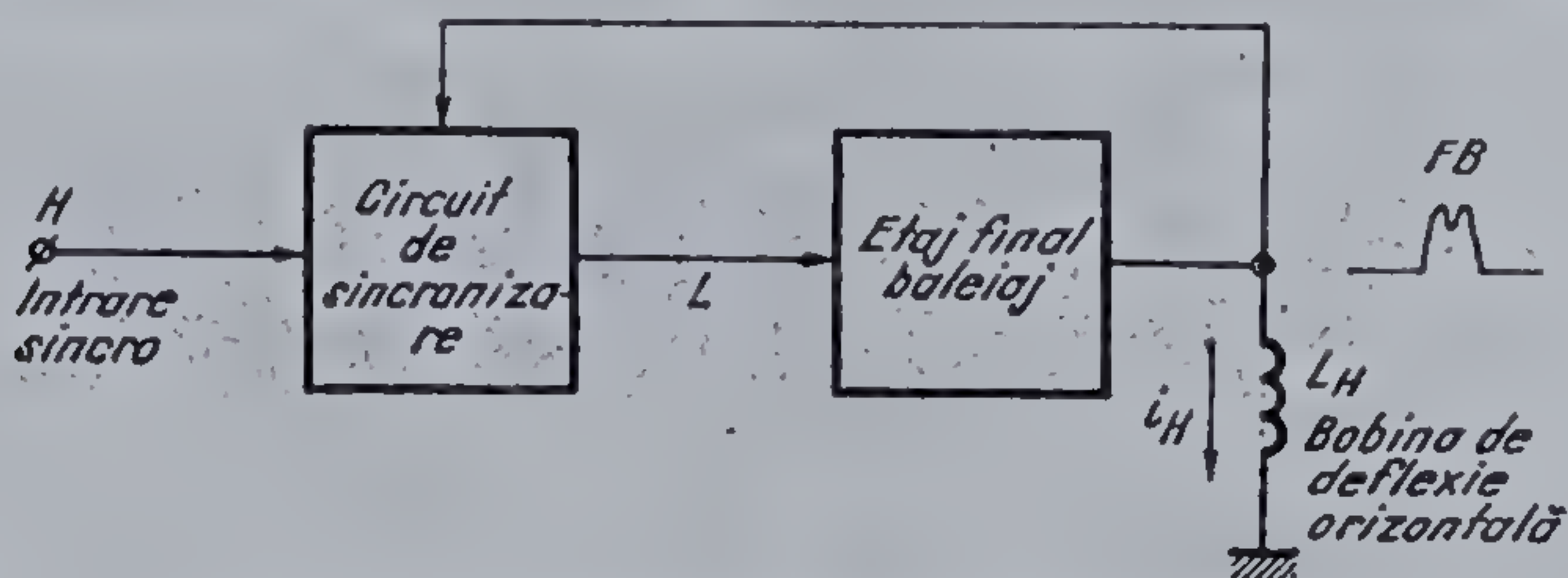
Sincrocadrelle, care datorită lărimii lor relativ mari, trec prin integrator, au fronturile deformate. Este necesară o formare a fronturilor, care se realizează printr-un comparator de amplitudine — blocul 3.

Urmează un etaj de ieșire — blocul 4 — care debitează în ritmul sincrocadrelor, un impuls cu o amplitudine mai mare de 3 V pe o sarcină externă de $10 k\Omega$, necesar sincronizării ulterioare pe verticală.

Impulsurile de sincronizare de linii

Pentru înțelegerea funcționării sincronizării liniilor din circuitul TBA 950 este necesar să se explice mai întâi *tehnica generală de sincronizare pe orizontală, în buclă închisă*.

În figura 3.3 este dată *schema bloc generală de sincronizare*.



3.3 Schema generală pentru sincronizarea liniilor.

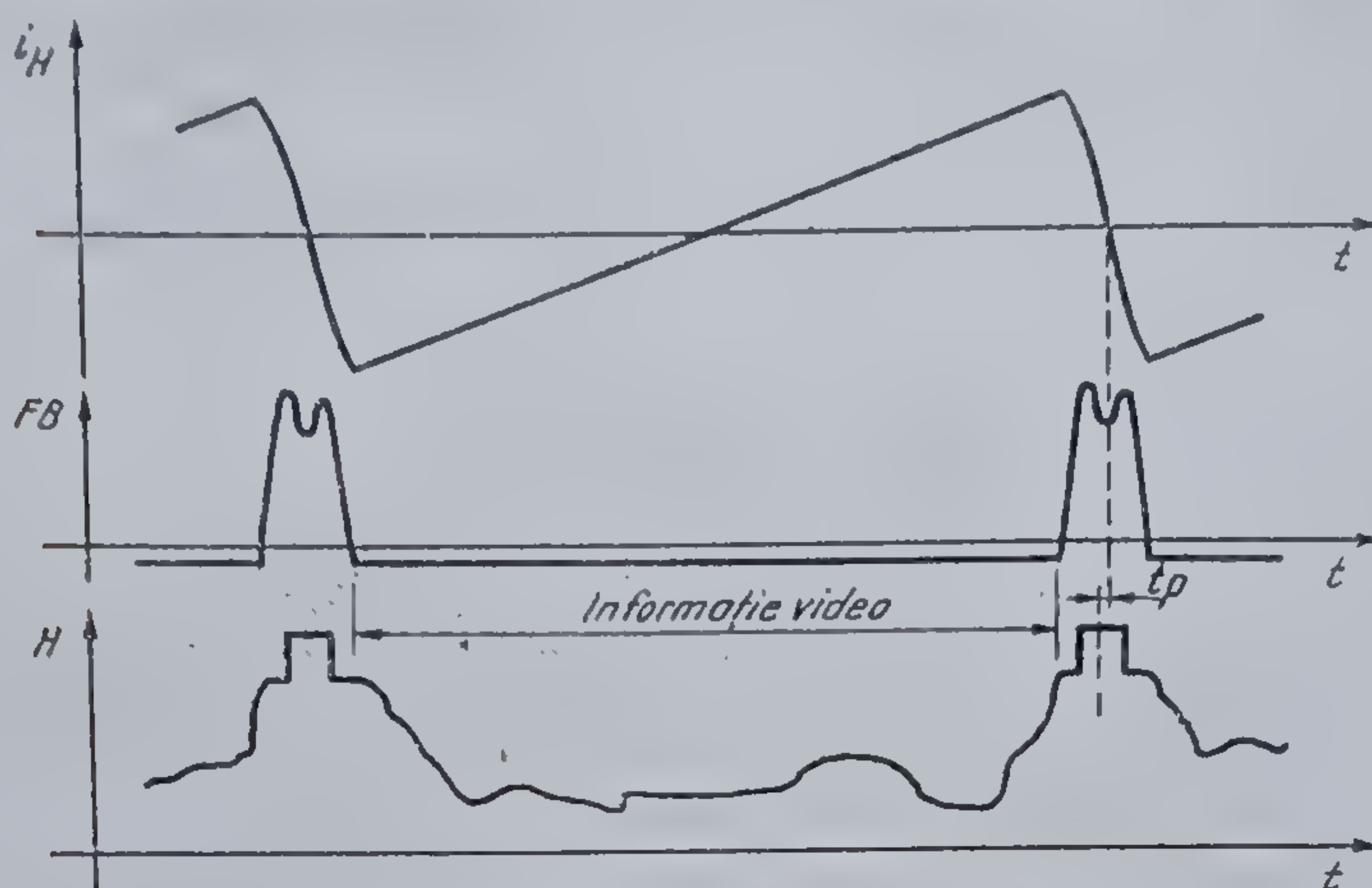
Etajul final de baleiaj pe orizontală injectează în bobina de deflexie un curent liniar variabil în timp i_H , de cca. $2,2 A_{AV}$, timp de aproximativ $52 \mu s$.

Aceasta este *cursa directă* a spotului — cursa utilă pe care apare imaginea pe ecranul tubului cinescop. La sfârșitul ei spotul trebuie readus cât mai repede în partea din stînga a ecranului. Pentru a realiza aceasta, etajul final comandă o scădere bruscă a curentului prin bobina de deflexie; începe *cursa inversă* (mai rapidă) pe durata căreia spotul trebuie stins.

Variația rapidă a curentului prin bobina de deflexie în timpul cursei inverse creează la bornele ei o supratensiune importantă pe durata întoarcerii de $12 \mu s$.

Această supratensiune poartă numele de *impuls de întoarcere*, notat FB , în conformitate cu denumirea din limba engleză *fly-back*.

Curentul prin bobina de deflexie și impulsul de întoarcere sînt reprezentate pe diagrama i_H și respectiv FB , din figura 3.4.

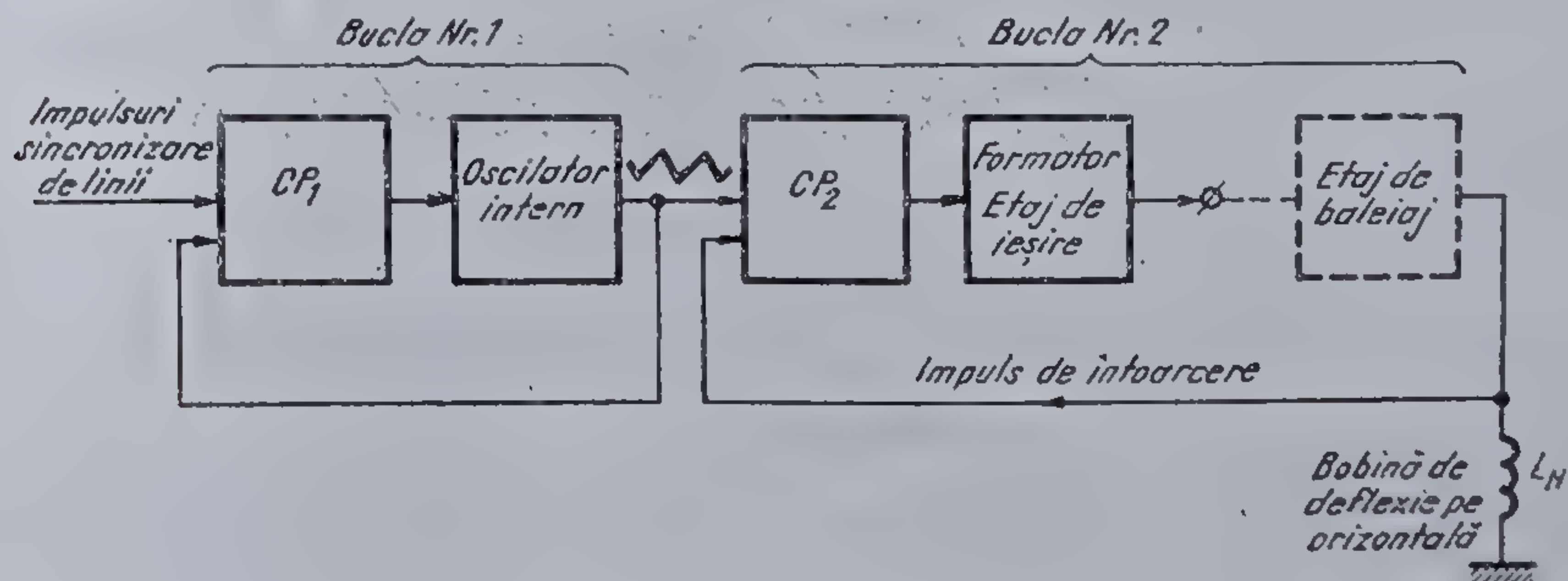


3.4 Relații de sincronizare.

Circuitul de sincronizare a liniilor trebuie să regleze frecvența și inclusiv faza oscilației curentului prin bobina de deflexie, astfel încât totdeauna cursa directă a spotului să corespundă în timp cu zona notată „informație video” a semnalului recepționat. Altfel spus, trebuie controlată poziția relativă în timp între impulsul de întoarcere care apare pe bobina de deflexie și impulsul de sincronizare din semnalul video complex obținut după detectorul video.

Pentru ca momentul de sincronizare să nu depindă de lățimea impulsurilor se compară momentele care corespund mijloacelor acestor impulsuri.

Între aceste două momente de timp se introduce un decalaj de timp, t_p , mic și constant, pentru a compensa întârzierea pe care o suferă semnalul de la demodulator și pînă la catodul tubului cinescop.



3.5 Cele două bucle de reglaj din TBA 950.

Rezultă că o schemă de sincronizare în buclă închisă (vezi figura 3.3) trebuie să compare poziția în timp a impulsurilor de sincronizare primite, cu poziția în timp a impulsului de întoarcere, controlînd corespunzător etajul final de baleiaj de linii.

Schema de principiu a părții din circuitul TBA 950 care asigură sincronizarea este dată în figura 3.5. Se observă că există două bucle de reglaj.

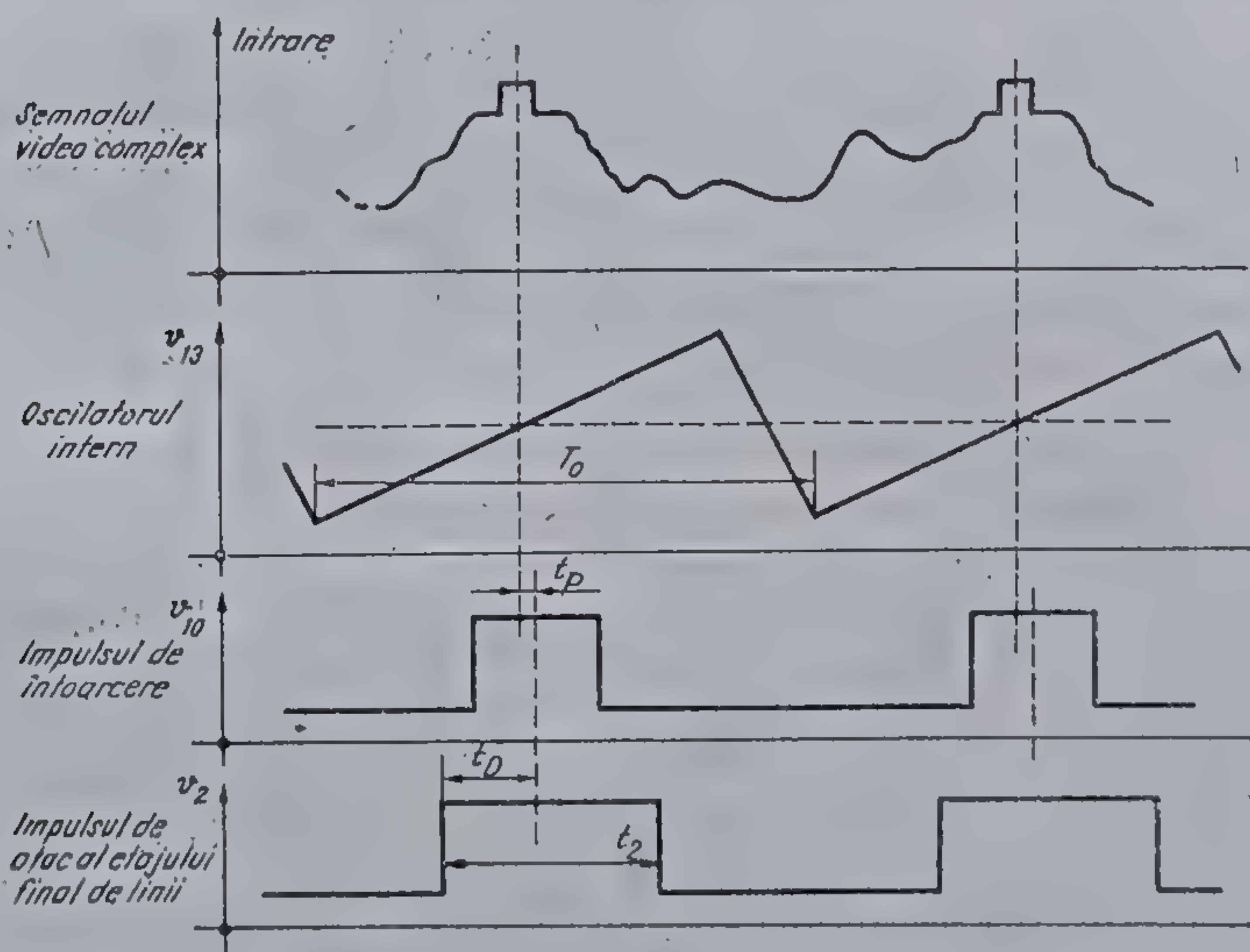
● *Prima buclă* — compusă dintr-un comparator de fază (CP_1) și un oscilator în dinți de fierăstrău, oscilator a cărui frecvență este comandată de semnalul de la ieșirea CP_1 — sinfazează oscilatorul intern pe impulsurile de sincronizare de linii care provin din semnalul video complex. Este o buclă de tip PLL^1 .

După cum s-a indicat anterior, între poziția în timp a impulsurilor de sincronizare de linii și poziția impulsului de întoarcere trebuie păstrată strict aceeași relație, independent de acțiunea unor factori perturbatori (de exemplu: variația tensiunii de alimentare, variația în timp și temperatură a parametrilor componentelor utilizate, inclusiv întârzierile din tranzistorul final de linii).

Deoarece prima buclă de reglaj păstrează relația în timp între impulsurile de sincronizare de linii și oscilatorul intern, este necesară și o a doua buclă de reglaj (formată dintr-un comparator de fază CP_2 , un etaj de ieșire și un etaj de baleiaj de linii) care va păstra constantă relația în timp a impulsului de întoarcere față de dintele de fierăstrău al oscilatorului intern.

Impulsul de întoarcere este răspunsul etajului final de baleiaj linii la impulsul sincron cu oscilatorul intern emis în terminalul 2 de circuitul $TBA\ 950$ (impuls de ieșire linii pentru $TBA\ 950$).

Cu alte cuvinte, între impulsul de ieșire din $TBA\ 950$ și impulsul de întoarcere există o întârziere care depinde de timpul de răspuns al etajului final de baleiaj linii (și implicit de schema electrică și componentele folosite).



3.6 Poziția în timp a impulsurilor într-un circuit sincronizat.

● *A doua buclă* de reglaj păstrează poziția în timp a impulsului de întoarcere față de oscilatorul intern, indiferent de variația în timp a întârzierii răspunsului etajului final de baleiaj linii. „Legătura” (în timp) între sincro-impulsul de la intrare, oscilatorul intern și impulsul de întoarcere este reprezentată în figura 3.6.

Revenind la descrierea schemei bloc a circuitului (vezi figura 3.2) se poate observa că blocurile 6, 7 și 8 formează prima buclă de reglaj. Tensiunea care rezultă la ieșirea comparatorului de fază — blocul 6 — este filtrată de condensatorul exterior conectat la terminalul 4 și constituie tensiunea de control a valorii frecvenței oscilatorului intern 8.

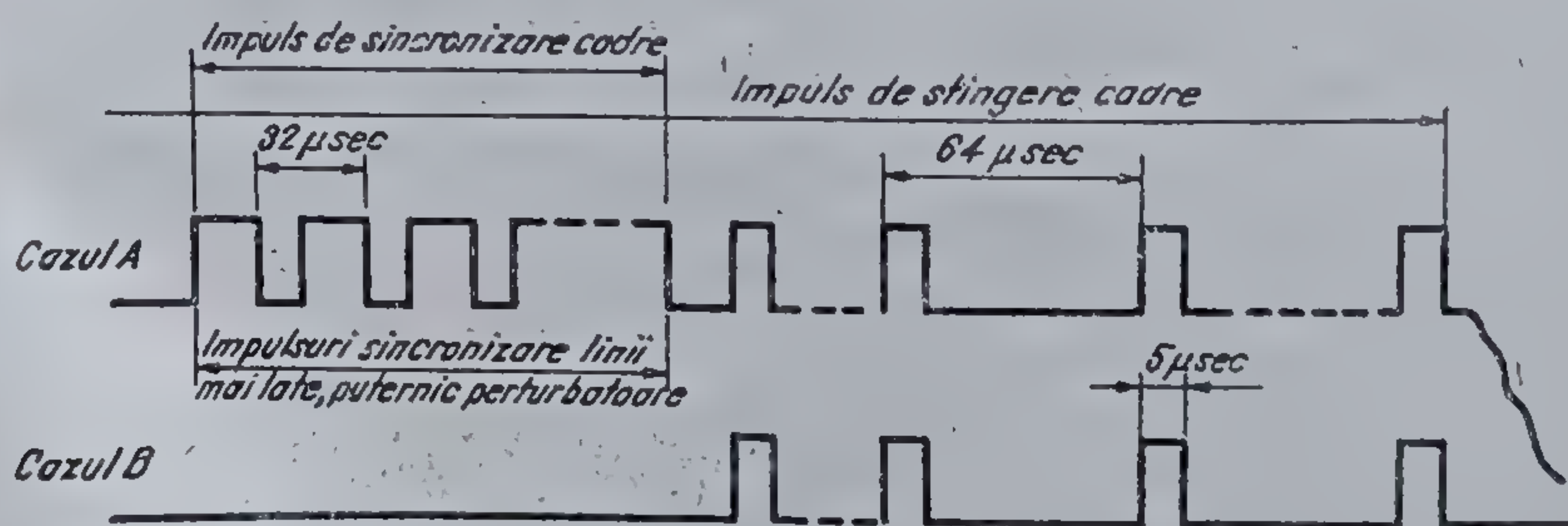
Această tensiune de control se aplică oscilatorului intern, după ce este trecută printr-un limitator de tensiune (blocul 7), asigurându-se astfel o *limitare* a benzii de captură (prindere) și respectiv de menținere, a buclei.

Cînd lipsesc impulsurile de sincronizare a liniilor, oscilatorul intern, are o frecvență de oscilație liberă a cărei valoare este determinată de două componente externe; un condensator (C_{13}^e), de calitate, cu valoarea de $10 \text{ nF} \pm 2\%$ și o rezistență de precizie (R_{14}^e) egală cu $10,5 \text{ k}\Omega \pm 1\%$. Cu aceste componente externe frecvența de oscilație liberă rezultă de $15.625 \text{ Hz} \pm \pm 10\%$.

Trecerea impulsurilor de sincronizare către comparatorul de fază CP_1 se face prin intermediul unui bloc (avînd numărul 5 în figura 3.2) echivalent cu un comutator.

Comutatorul este comandat în starea deschis pe toată durata impulsurilor de sincronizare cadre, astfel încît impulsurile de sincronizare linii nu mai ajung la CP_1 . În aceste momente impulsurile de sincronizare linii sînt „crescături” în impulsul de sincronizare cadre și au o frecvență dublă față de 15.625 Hz .

Dacă comutatorul ar fi în starea închis comparatorul de fază CP_1 ar interpreta ca semnal de sincronizare trenul de undă din figura 3.7 cazul A, ceea ce va perturba puternic starea buclei.



3.7 Sincronizarea liniilor pe timpul de sincronizare cadre.

După terminarea impulsului de sincronizare cadre urmează o zonă în care fascicolul electronic din tubul catodic este stins și în care se reia cadența normală a impulsurilor de sincronizare linii. Impulsul de stingere cadre se termină, apărînd linii ce conțin informația video. *Bucula PLL trebuie să fie capabilă să reîntre în sincronism între momentul terminării impulsului de sincronizare cadre și apariția liniilor cu conținut video.*

Reîntoarcerea în sincronism va fi mai ușoară și va dura mai puțin timp dacă se taie accesul către CP_1 pe durata impulsurilor de sincronizare cadre (este de preferat lipsa totală a semnalului) — bucla avînd o oarecare inerție — decît o perturbare puternică a ei, cazul B din figura 3.7).

În plus, atunci cînd sistemul este sincronizat, accesul în comparatorul de fază CP_1 , nu este permis decît pe durata impulsurilor de întoarcere ($12 \mu s$). În funcționarea normală, cînd există sincronism, sincroimpulsurile de linii se găsesc obligatoriu în acest interval de timp și astfel orice semnal parazit care ar veni între impulsurile de întoarcere, nu poate ajunge la comparator, fiind astfel eliminat. Evident, cînd sistemul este nesincronizat, această condiționare trebuie să dispară. Problema accesului impulsurilor de sincronizare către comparatorul de fază CP_1 va fi reluată mai tîrziu cînd se va descrie detaliat funcționarea blocului de coincidență — blocul numărul 5 — din schema bloc din figura 3.2.

Intrarea sau ieșirea din sincronism se face cu o anumită viteză, determinată în principal de valoarea capacității condensatorului care se conectează la terminalul 4. Această capacitate constituie o parte din filtrul trece jos al buclei PLL . După cum se știe, caracteristicile filtrului trece jos influențează puternic caracteristicile tranzitorii ale unui circuit PLL , ceea ce explică și influența valorii capacității conectată la terminalul 4 asupra timpului de intrare și ieșire din sincronism.

În condiții de sincronism și în prezența perturbațiilor este de dorit ca sistemul să fie cît mai lent posibil, deoarece în acest fel impulsurile parazite nu vor reuși să scoată sistemul din sincronism. Dar dacă perturbațiile sînt foarte puternice, sincronismul pierzîndu-se totuși, sistemul se va restabili foarte greu. Apare deci o contradicție principială; este nevoie de un timp de răspuns mare pentru ca perturbațiile să aibă un efect cît mai mic și totodată convine un timp mic astfel încît odată sincronismul pierdut el să poată fi refăcut cît mai repede.

Această problemă este rezolvată în blocul 5 care constată realizarea sau nerealizarea sincronismului dintre impulsul de întoarcere și impulsul de sincronizare a liniilor, comandînd în consecință o valoare mare, respectiv mică, pentru timpul de răspuns.

La terminalul 4 al circuitului integrat sînt conectate două condensatoare; C_4 pînă la masă și C_5 care are celălalt terminal conectat la terminalul 9. Schema echivalentă existentă intern între terminalul 9 și masă este formată dintr-un tranzistor $n-p-n$ în paralel cu o rezistență de $2 k\Omega$. Tranzistorul este comandat în bază de către blocul de coincidență; atunci cînd el este saturat, condensatorul C_5 se găsește practic la masă. Dacă tranzistorul este blocat, atunci C_5 se găsește legat în serie cu rezistența de $2 k\Omega$.

Cînd cele două impulsuri, sincroimpulsul de linii și impulsul de întoarcere sînt în coincidență se comandă o constantă de timp mare (capacitatea totală fiind egală cu $C_4 + C_5$), aceasta fiind starea de funcționare normală. Acum se pot corecta variațiile lente, de obicei de natură termică ale oscilatorului intern.

În situația apariției unei stări de *nesincronism*, de exemplu datorită unor impulsuri parazite, nu se acționează imediat ci se *preferă să se aștepte o vreme*, bucla rămânând în așa-numita sincronizare inerțială. Accesul sincroimpulsurilor către comparatorul de fază este tăiat, tensiunea de comandă a frecvenței oscilatorului rămâne memorată într-un condensator de valoare mare ($C_4 + C_0$) și oscilatorul relaxează pe o frecvență remanentă.

Această stare se numește stare de *sincronizare inerțială*. Durata ei este direct proporțională cu valoarea condensatorului legat la terminalul 8.

Dacă după acest timp de așteptare *desincronizarea se menține*, se comandă deconectarea condensatorului C_0 , inseriindu-se cu el rezistența de $2\text{ k}\Omega$ și deblocarea totală a comparatorului de fază CP_1 . Bucla capătă o *viteză de răspuns mare* și readuce rapid în sincronism cele două impulsuri — sincroimpulsurile de linii cu impulsul de întoarcere.

În concluzie, dacă un tren de paraziți care ajunge în receptor are o lungime rezonabil de scurtă (și acesta este cazul cel mai des întâlnit) el este înoperant asupra sincronizării.

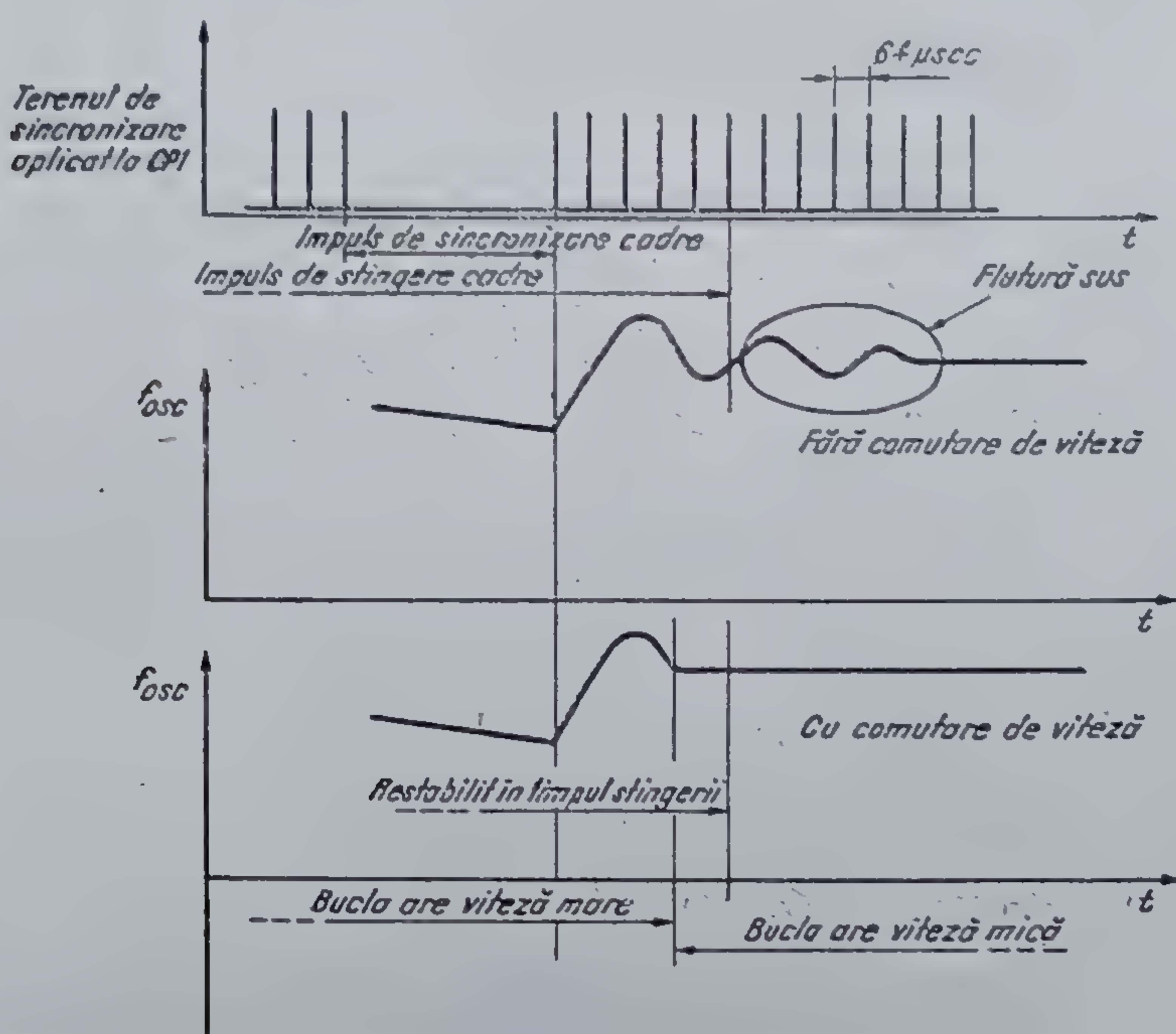
Observație. Această comutare a vitezei de răspuns a buclei aduce o îmbunătățire substanțială și procesului de reluare al sincronismului, după terminarea sincroimpulsului de cadre.

S-a arătat că pe durata impulsului de sincronizare de cadre, comparatorul de fază nu mai primește semnale de sincronizare. Evident sincronizarea este pierdută, sistemul *PLL* așteaptă comutat pe viteză de răspuns mare. La reluare frecvența oscilatorului este ușor decalată (condensatorul de viteză mare, C_4 , și-a modificat sensibil sarcina) și revenirea impulsurilor de sincronizare normale apare pentru bucla *PLL* ca un semnal treaptă. Intrarea în sincronism se face cu viteză mare, astfel că frecvența oscilatorului intern reacționează cu o mică oscilație amortizată pentru ca să ajungă la valoarea finală. Aceste oscilații mici dau în partea superioară a ecranului îndoirea liniilor verticale, de fapt un efect de fluturare a imaginii (efect denumit în literatura de limbă engleză *top flutter*). Sistemul de comutare a vitezei va simți însă că circuitul se apropie de sincronismul perfect și va conecta imediat condensatorul de valoare mare. În acest caz răspunsul buclei va avea în primă parte viteză mare, dar supracreșterea și oscilațiile ulterioare vor fi amortizate — vezi figura 3.8.

A doua buclă de reglare menține într-o relație de fază constantă impulsul de întoarcere cu oscilatorul intern deja calat pe sincroimpulsurile de linii, prin intermediul comparatorului de fază CP_2 — blocul 9. El este construit identic cu CP_1 și dă la ieșire o tensiune proporțională cu diferența de fază.

Această tensiune se aplică blocului 10, — care poartă numele de *formator* — și care mai primește și un semnal în dinți de fierăstrău de la oscilatorul intern.

Comparând nivelele dintre cele două semnale primite blocul 10 generează un impuls, sincron cu oscilatorul intern și de durată fixă, care va constitui impulsul de ieșire pentru atacul etajului final de baleiaj linii. Impulsul astfel format are o poziție în timp bine definită față de tensiunea liniar variabilă a oscilatorului intern și dependentă de tensiunea continuă primită de CP_2 (tensiunea de pe terminalul 12).



3.8 Răspunsul buclei de sincronizare a oscilatorului intern la un semnal treaptă.

Aici apare prima diferență dintre *TBA 950/1*, *TBA 950/2* și *TBA 940*. Pentru fiecare circuit din cele de mai sus, formatorul livrează impulsuri de lățimi diferite.

Pentru a nu genera un impuls parazit pe panta de cădere a oscilației în rampă formatorul se inhibă cu un semnal *A* cules din interiorul oscilatorului local.

Dacă tensiunea de alimentare scade sub aproximativ 4,5 V (la terminalul 3) blocul 11 generează un semnal *B*, care blochează formatorul. În acest fel se realizează o protecție a etajului final, mai exact a tranzistorului final. În condițiile unui impuls de valoare insuficientă tranzistorul final nu se mai saturează, puterea disipată pe el crește și evident rezultă posibilitatea distrugerii sale.

Etajul de ieșire pentru impulsurile de sincronizare de linii, blocul 12, generează un impuls de amplitudine mai mare de 3 V pe o sarcină externă de 10 kΩ.

În plus, etajul final asigură o tensiune de saturație mai mică de 0,8 V atunci când i se injectează un curent de 20 mA.

Etajele de ieșire linii din *TBA 950* și *TBA 940* diferă între ele, deoarece primul circuit este destinat etajului final de baleiaj cu tranzistoare iar al doilea etajului final cu tiristoare.

3.2. Schema electrică

Pentru a putea înțelege amănunțit funcționarea acestui circuit integrat este necesară prezentarea schemei interne detaliate. Aceasta este desenată în figura 3.9.

Schema este complexă și de aceea ea nu poate fi analizată decât fragmentînd-o în blocuri.

3.2.1. Blocul de alimentare stabilizată

Alimentarea stabilizată a circuitului TBA 950 este asigurată de un regulator paralel realizat pe cip. Schema internă a acestui regulator este dată în figura 3.10.

Elementul de referință este o diodă Zener, DZ , conectată între colectorul și baza tranzistorului regulator Q_{105} . Tranzistorul regulator Q_{105} micșorează rezistența de ieșire a diodei Zener, la curenți mari.

Tranzistoarele Q_{102} , și Q_{103} conectate ca diode și joncțiunea emiter-bază a tranzistorului regulator realizează compensarea cu temperatura a tensiunii stabilizate.

Tranzistoarele Q_{104} și Q_{105} sînt foarte asemănătoare, deoarece sînt realizate pe același substrat și cu aceeași tehnologie. Singura diferență între ele este dată de aria emitorului:

$$\frac{A_e(Q_{105})}{A_e(Q_{104})} = 10.$$

Accest fapt atrage după sine următorul raport de curenți:

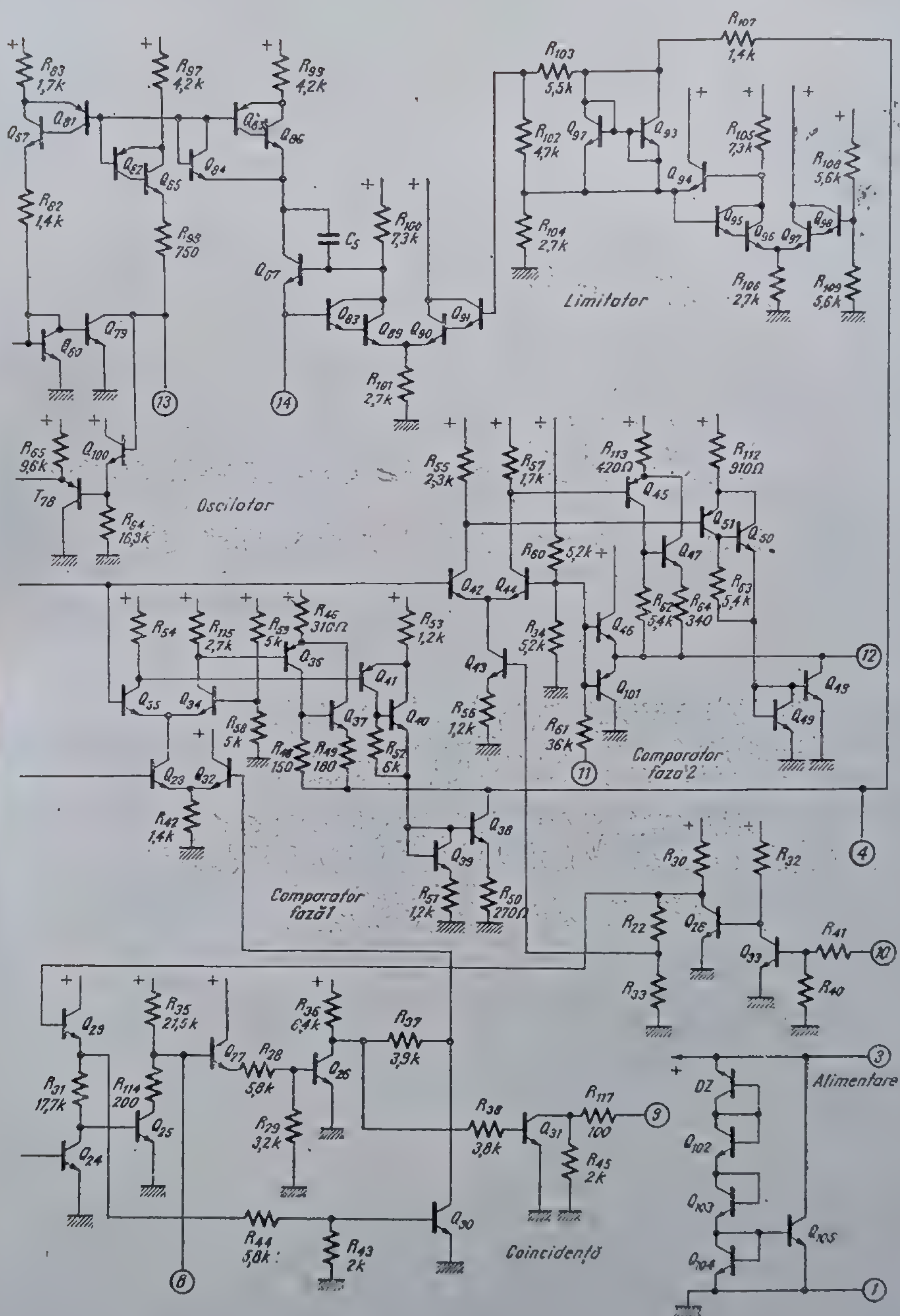
$$\frac{I_{105}}{I_Z} = 10.$$

Deci curentul total injectat în terminalul 3 se distribuie astfel: $I_{sar\ cind}$, I_{105} și $I_Z = 0,1 I_{105}$.

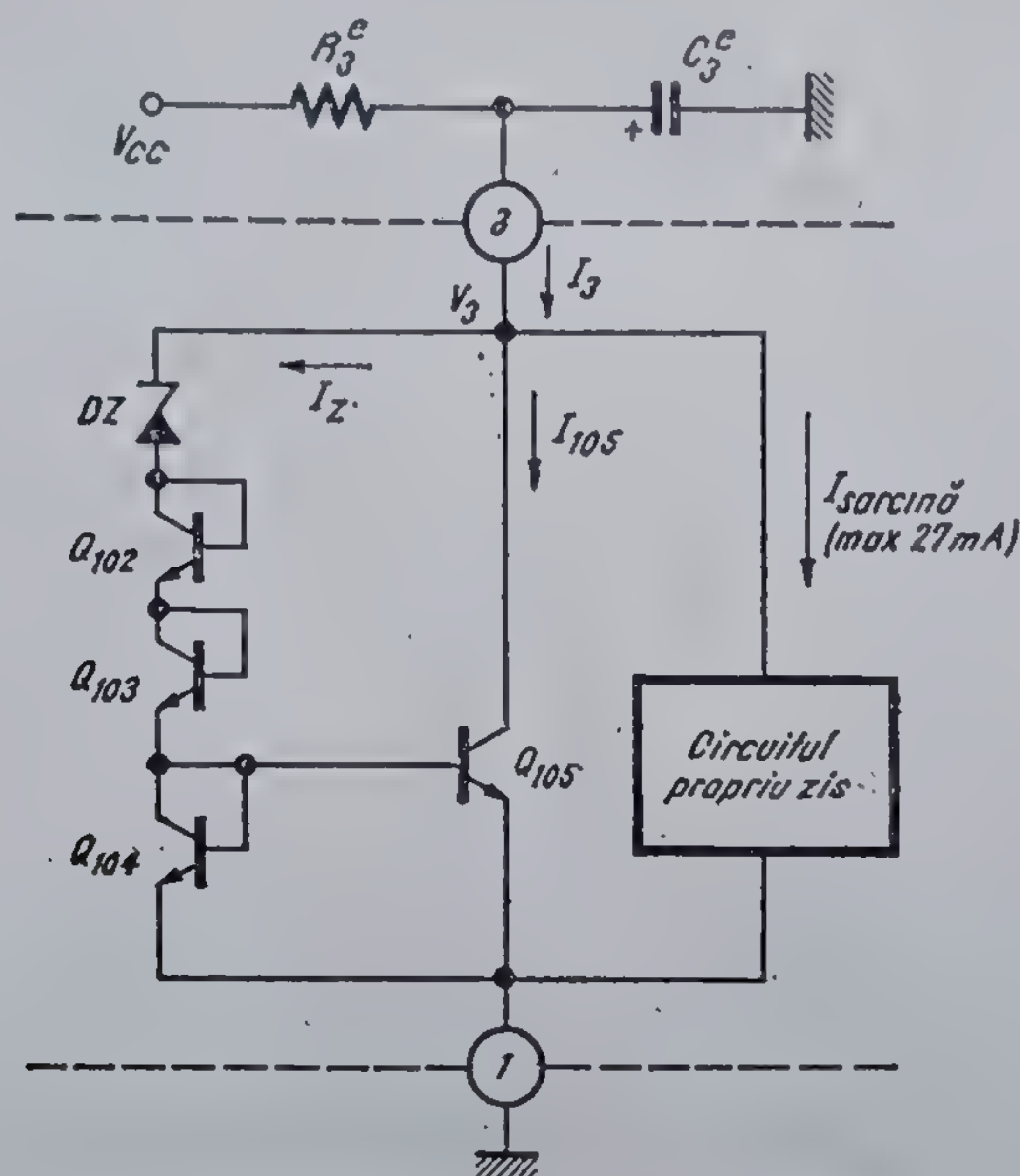
Curentul de sarcină diferă de la exemplar la exemplar, însă este limitat la o valoare de cel mult 27 mA (tipic 22 mA). El constituie curentul minim necesar pentru ca circuitul să funcționeze corect.

Surplusul de curent peste această valoare va trece practic în totalitate prin tranzistorul regulator Q_{105} . Caracteristica tensiune curent a terminalelor (3, 7) este desenată în figura 3.11.

Curentul maxim care poate fi injectat în terminalul 3 este limitat din motive de putere disipată maximă, la o valoare de 50 mA.

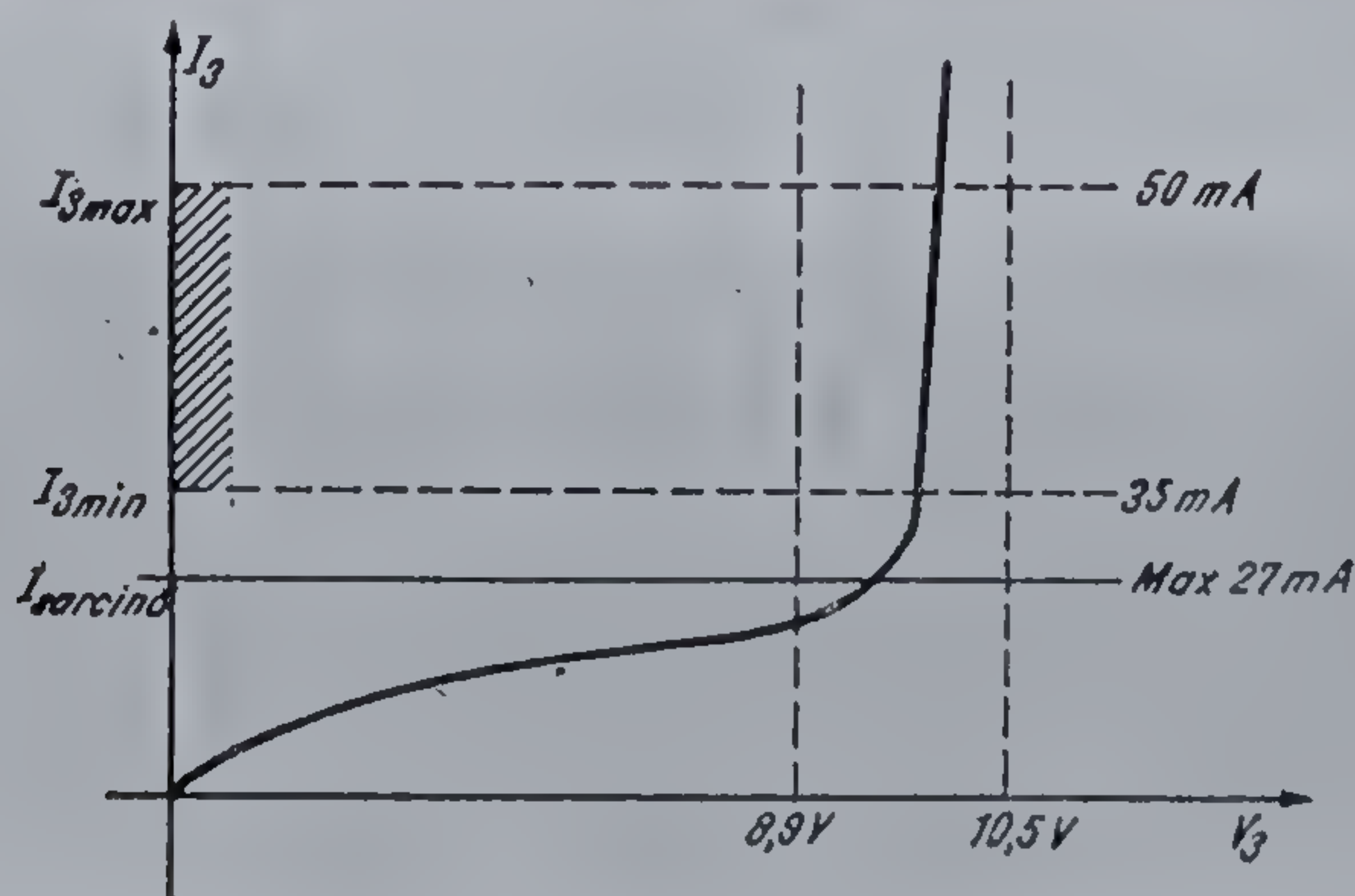


a circuitului TBA 950.



3.10 Stabilizatorul intern din TBA 950.

După cum se observă din forma caracteristicii tensiune-curent desenată în figura 3.11. trecerea din zona de alimentare nestabilizată (partea stângă a curbei) în zona în care regulatorul paralel integrat intră complet în funcțiune se face *lent*, cu un „cot moale”. În această porțiune rezistența dinamică a regulatorului este mare, deoarece el nu este total deschis. Circuitul funcționează bine, dar nu beneficiază de serviciile regulatorului integrat.



3.11 Caracteristica tensiune-curent pe terminalul de alimentare.

Pentru a injecta în terminalul 3 curentul de alimentare, se folosește o rezistență exterioară, R_3^e , care se conectează între plusul sursei de alimentare V_{cc} și terminalul 3 al circuitului. Această rezistență trebuie dimensionată

astfel încît să se realizeze următoarele inegalități evidente:

$$I_{3\max} \geq \frac{V_{cc} - V_3}{R_3^e} \geq I_{3\min}. \quad (3.1)$$

Inegalitățile 3.1 delimitează în planul (R_3^e, V_{cc}) un domeniu de valori posibile pentru R_3^e la diferite valori ale tensiunii de alimentare V_{cc} , așa încît orice circuit să aibă asigurat curentul de alimentare I_3 .

În paragraful 3.3.1 alimentarea circuitului este descrisă în două moduri care se completează unul pe celălalt. Ca valoare limită absolută se indică în tabelul 3.1 un curent minim de alimentare de 27 mA și un curent maxim de 50 mA. Domeniul de valori de mai sus include și „cotul moale” al caracteristicii $I_3(V_3)$.

În tabelul 3.1 din același paragraf apar la parametrii electrici valorile de 35 mA și respectiv 50 mA. Aceasta este zona în care regulatorul intern este în mod sigur în funcțiune pentru orice exemplar de TBA 950. În același timp tensiunea terminalului 3 este cuprinsă între 8,9 V și 10,5 V. Performanțele electrice ale circuitului cuprinse în tabelul 3.1 sînt date pentru o alimentare cuprinsă în acest domeniu.

În continuare se prezintă două cazuri de alimentare:

- un regim normal de alimentare;
- un regim „subalimentat”.

● Pentru regimul normal de alimentare trebuie să considerăm pentru mărimile V_3 și I_3 valorile înscrise în tabelul 3.1. Acestea sînt:

$$8,9 \text{ V} \leq V_3 \leq 10,5 \text{ V},$$

$$35 \text{ mA} \leq I_3 \leq 50 \text{ mA}.$$

Așadar, inegalitățile 3.1 devin:

$$\frac{V_{cc} - 8,9}{50} \leq R_3^e \leq \frac{V_{cc} - 10,5}{35} \quad (3.2)$$

unde R_3^e este dat în kΩ.

Domeniul determinat de relația 3.2 este desenat în figura 3.12 (REGIM NORMAL). Se observă că există o valoare minim utilizabilă atît pentru tensiunea sursei de alimentare, cît și pentru rezistența R_3^e :

$$V_{cc\min} = 14,2 \text{ V}, \quad R_{3\min}^e = 106 \Omega. \quad (3.3)$$

● În multe cazuri proiectanții de televizoare preferă să „subalimenteze” circuitul integrat pentru a obține o micșorare a puterii disipate în circuit și implicit o siguranță în funcționare sporită. Degradarea performanțelor circuitului este nesemnificativă, iar lipsa regulatorului intern este suplinită de stabilizatoare de tensiune externe.

Pentru regimul „subalimentat” se include și „cotul moale” al caracteristicii de alimentare (figura 3.11). Se va lucra cu curentul minim de funcționare de 27 mA indicat în tabelul 3.1 (VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ).

Se obține astfel perechea de valori:

$$8,2 \text{ V} \leq V_3 \leq 10,5 \text{ V}$$

$$27 \text{ mA} \leq I_3 \leq 40 \text{ mA.}$$

Rezultă inegalitățile:

$$\frac{V_{cc} - 8,2}{40} \leq R_3^e \leq \frac{V_{cc} - 10,5}{27} \quad (3.4)$$

unde R_3^e este dat în $k\Omega$.

Această zonă este de asemenea indicată în figura 3.12 (*REGIM SUBALIMENTAT*). Valorile minime utilizabile pentru tensiunea sursei de alimentare cât și pentru rezistența R_3^e sînt:

$$V_{cc\min} = 15,3 \text{ V} \text{ și } R_{3\min}^e = 177 \Omega. \quad (3.5)$$

Modul de utilizare al figurii 3.12 pentru determinarea valorii rezistenței R_3^e pentru o tensiune dată a sursei de alimentare V_{cc} rezultă din diagrama înserată în colțul din dreapta jos al figurii.

În punctele de pe axa V_{cc} care corespund valorii minime și maxime a sursei de alimentare se ridică două perpendiculare care intersectează granițele domeniului permis în A, B și respectiv C, D. Valorile permise pentru R_3^e sînt cuprinse între valorile corespunzătoare punctelor B și C, R_{3B}^e și R_{3C}^e .

Exemplu: *REGIM NORMAL*, $V_{cc} = 22 \pm 0,5 \text{ V}$, $R_{3B}^e = 315 \Omega$, $R_{3C}^e = 265 \Omega$.

Se alege: $R_3^e = 300 \Omega$, cu toleranța $\pm 5\%$.

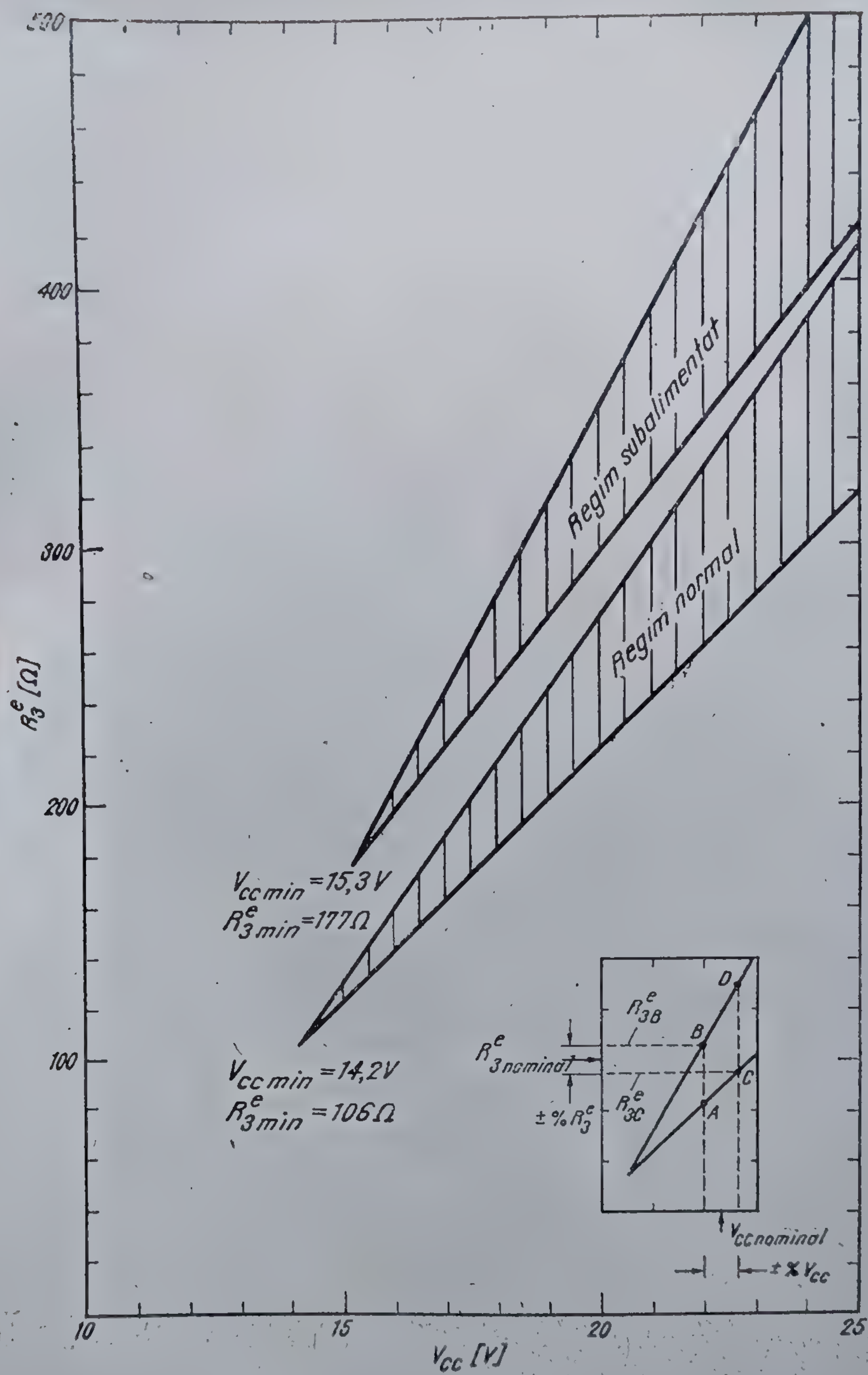
3.2.2. Separatorul impulsurilor de sincronizare

Etajul care separă, din semnalul video complex, impulsurile de sincronizare de informația video funcționează pe principiul detecției de vîrf — vezi figura 3.13.

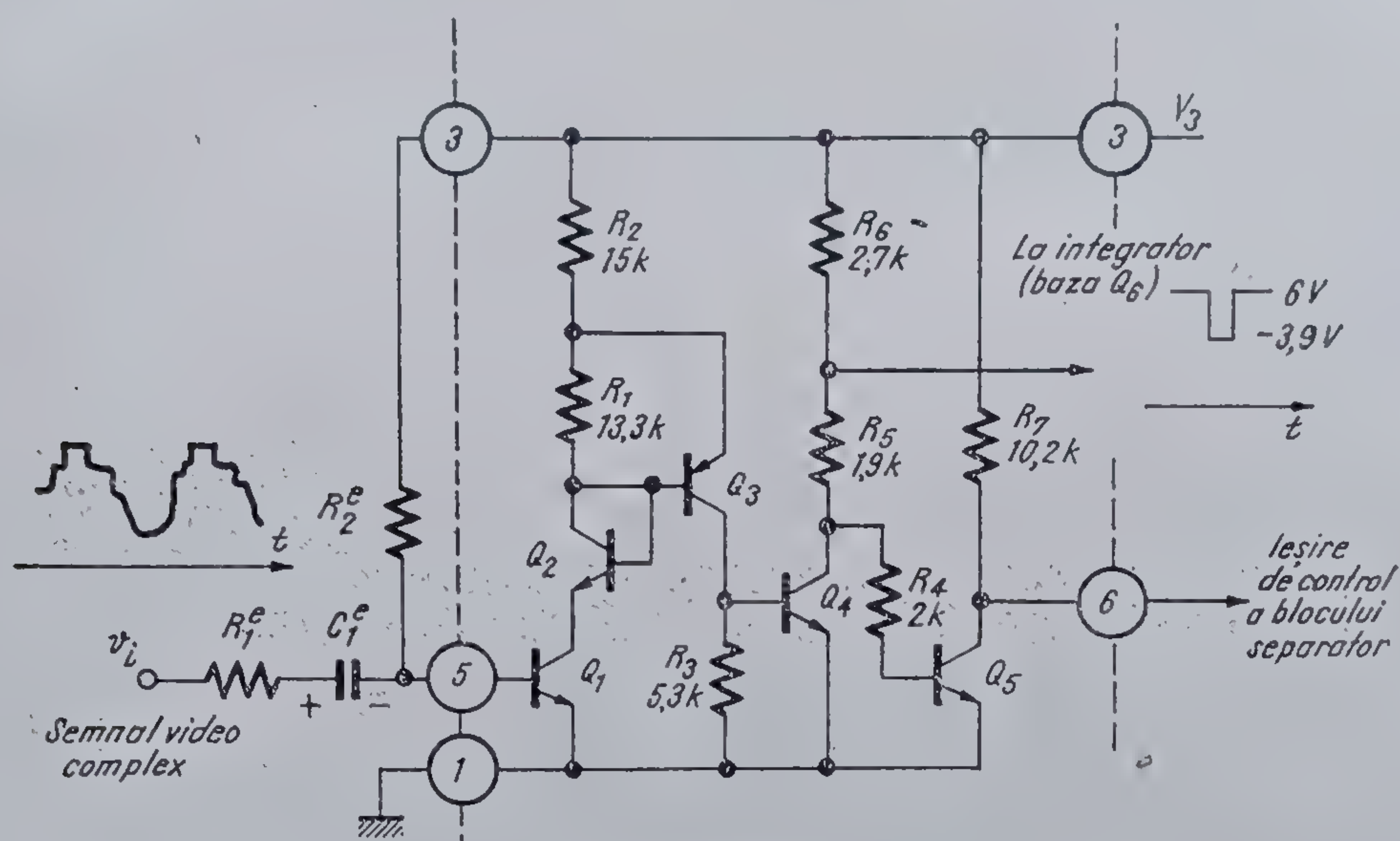
Detecția de vîrf este realizată de joncțiunea bază-emitor a tranzistorului Q_1 și grupul exterior circuitului integrat format din rezistențele R_1^e , R_2^e și condensatorul C_1^e . Condensatorul C_1^e se încarcă cu plusul pe armătura dinspre R_1^e și cu minusul spre baza tranzistorului Q_1 , asigurîndu-se polarizarea automată a lui Q_1 , polarizare dependentă de valoarea rezistențelor R_1^e , R_2^e și a condensatorului C_1^e .

Urmează apoi un amplificator limitator care asigură o formare corectă a impulsurilor separate. Forma impulsurilor obținute la ieșirea separatorului poate fi vizualizată pe terminalul 6. Etajele care compun amplificatorul limitator sînt realizate de tranzistoarele Q_1 , Q_3 , Q_4 . Tranzistorul Q_5 este un inversor, introdus pentru ca impulsurile care se vizualizează pe terminalul 6 să aibă aceeași polaritate ca la intrare.

Impulsurile de sincronizare separate și formate se culeg din punctul comun al rezistențelor R_5 și R_6 , punct care constituie ieșirea din blocul separator.



3.12 Diagrama pentru dimensionarea alimentării.



3.13 Separatorul.

În ceea ce privește schema circuitului, este interesant de semnalat rolul tranzistorului Q_3 . Modul în care este conectat acest tranzistor asigură un efect de prag, deoarece el începe să conducă numai după ce tensiunea sa bază-emitor depășește o valoare de aproximativ 0,6 V, ceea ce corespunde unui curent de colector al tranzistorului Q_1 de:

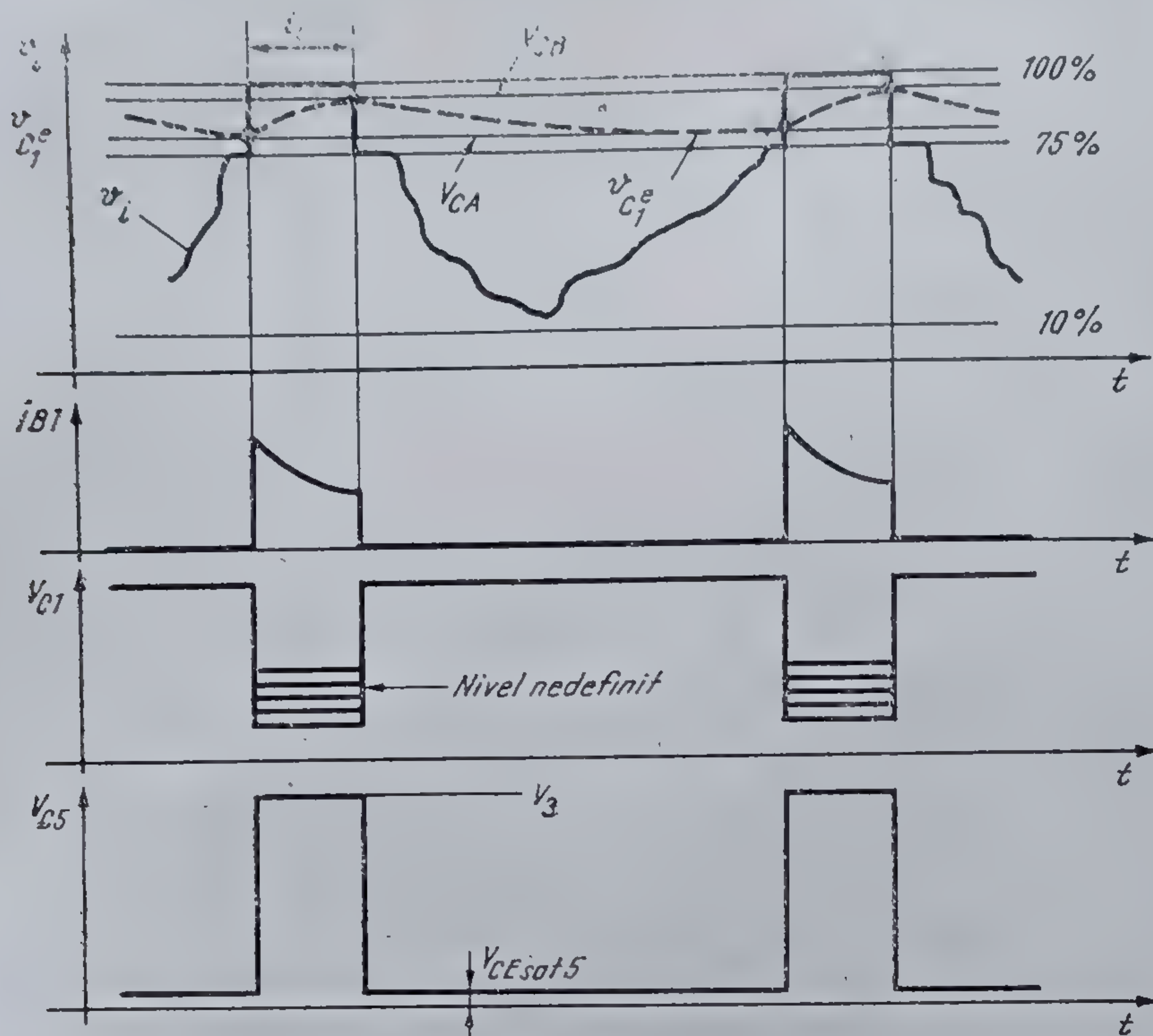
$$I_1 = V_{BE}/R_1 = 0,6/13,3 = 45 \mu\text{A}.$$

Practic pînă la această valoare a curentului I_1 , amplificatorul este insensibil, pentru ca mai departe din cauza amplificării mari în curent a grupului Q_1 , Q_3 , tranzistorul Q_4 să comute în saturație, iar Q_5 în blocare.

Tranzistorul Q_2 conectat ca diodă introduce un decalaj de tensiune care împiedică saturarea tranzistorului Q_3 în cazul în care tranzistorul Q_1 — datorită unei comenzi excesive — se saturează.

Valorile rezistențelor R_1^e , R_2^e și a condensatorului C_1^e sînt determinate de faptul că ele trebuie să asigure pe toate durata impulsului de sincronizare injecția în baza tranzistorului Q_1 a cel puțin 10 μA , în conformitate cu specificația de catalog care garantează pentru etajul separator o sensibilitate de cel puțin 10 μA (sensibilitatea este definită ca valoarea minimă a curentului care intră în terminalul 5 și determină trecerea tranzistorului Q_5 din saturație în blocare).

Tensiunea maximă, vîrf la vîrf, a semnalului video complex care se poate aplica la intrare este de 6 V. Această limitare apare datorită tensiunii de străpungere bază-emitor a tranzistorului de intrare Q_1 .



3.14 Funcționarea separatorului.

Deci, rețeaua trebuie să asigure pe timpul sincroimpulsului injecția a cel puțin $10 \mu\text{A}$ pe toată durata lui și să nu aducă o tensiune inversă mai mare de 6 V pe baza tranzistorului Q_1 .

Funcționarea separatorului se poate urmări pe diagramele din figura 3.14. Se consideră că la intrare se aplică un semnal video complex. Comportarea separatorului se va examina numai pe durata unei linii, deoarece în timpul unui impuls de sincronizare a cadrelor funcționarea este similară.

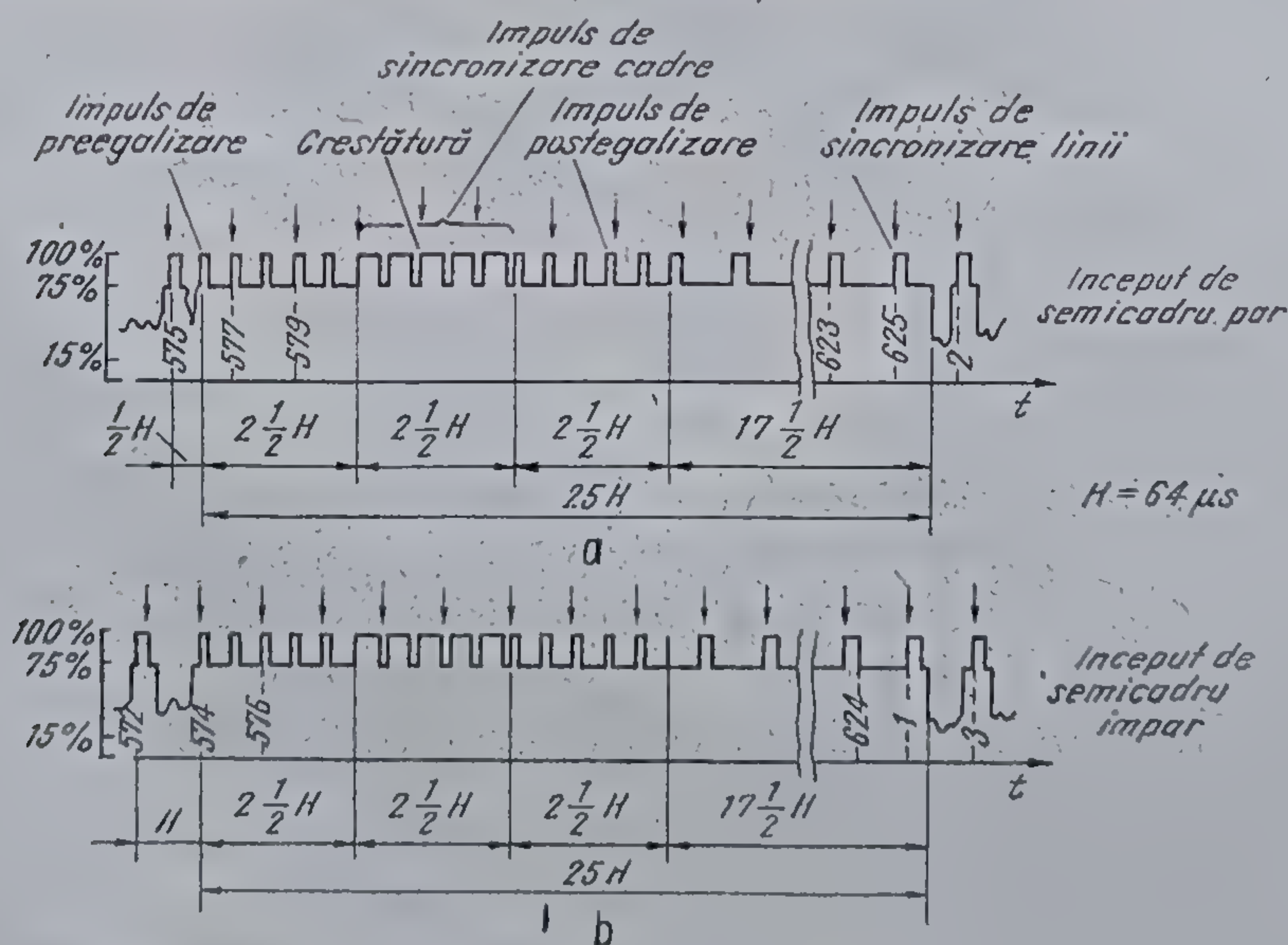
În prima diagramă, peste semnalul video complex de la intrare s-a desenat cu linie punctată tensiunea pe condensatorul C_1^e . La apariția impulsului de sincronizare linii, condensatorul C_1^e găsindu-se încărcat cu o tensiune V_{CA} , se va reîncărca prin rezistența R_1^e și joncțiunea emitor-bază, polarizată în direct, a tranzistorului Q_1 . Tensiunea pe C_1^e va crește exponențial pe durata impulsului de sincronizare, cu o constantă de timp $R_1^e C_1^e$, pînă la tensiunea V_{CB} . Curentul de încărcare I_{B1} este descrescător în timp și provoacă conducția tranzistorului Q_1 . Tensiunea de colector a lui Q_1 scade antrenînd în final conducția la saturație a tranzistorului Q_4 și blocarea tranzistorului Q_5 . Constanta de timp $R_1^e C_1^e$ trebuie aleasă în așa fel încît cea mai mică valoare a lui I_{B1} (aceasta apare la sfîrșitul impulsului de sincronizare a cadrelor) să fie mai mare decît valoarea limită de $10 \mu\text{A}$ specificată în foaia de catalog.

În perioada dintre impulsurile de sincronizare, deoarece tensiunea de intrare, pentru orice semnal video, cade la valori mai mici decât V_{CB} , tranzistorul Q_1 se blochează, iar condensatorul C_1^e se descarcă prin rezistențele R_1^e și R_2^e . Prin valoarea ei mare, rezistența R_2^e impune practic viteza procesului de descărcare și ea trebuie astfel dimensionată încât tensiunea finală V_{CB} să rămână mai mare decât $0,75 V_i$. Astfel pentru orice semnal video transmis, tranzistorul Q_1 este menținut blocat de către tensiunea condensatorului C_1^e . Tranzistorul Q_1 fiind blocat, tranzistorul Q_4 va fi și el blocat, iar tranzistorul Q_5 saturat eliminându-se pătrunderea semnalului video prin sincroseparator. În acest fel se evită separarea sub nivelul de stingere, sub nivelul de negru sau chiar în zona ocupată de semnalul video propriu-zis.

În concluzie, din diagrama din figura 3.14 se observă că tensiunea pe condensatorul C_1^e oscilează între două valori V_{CA} și V_{CB} , care trebuie să fie cuprinse între $100\% V_i$ și $75\% V_i$ pentru a garanta separarea corectă a semnalelor de sincronizare indiferent de semnalul transmis și mărimea acestuia.

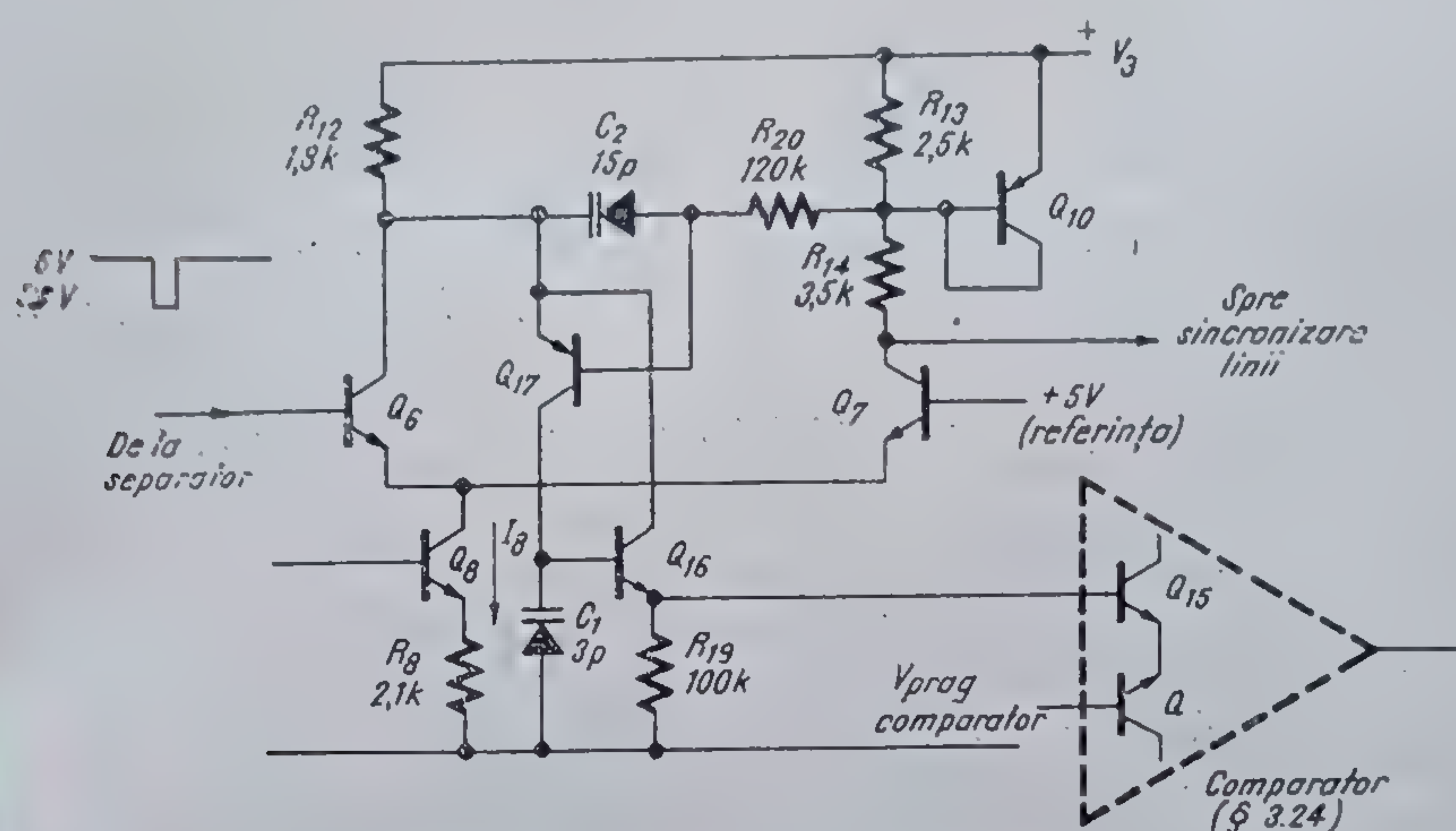
3.2.3. Integratorul

Trenul de sincronizare obținut din semnalul videocomplex conține impulsuri de sincronizare linii amestecate cu impulsurile de sincronizare cadre. Diferența dintre ele constă în lățimea lor, impulsurile de cadre fiind mult mai late decât cele de linii — vezi figura 3.15.



Notă: Săgețile marchează locul în care se face sincronizarea

3.15 Semnalul complex de televiziune;
(a) la sfârșitul semicadrelor impare, (b) la sfârșitul semicadrelor pare.



3.16 Schema integratorului din TBA 950.

Pentru a extrage din semnalul videocomplex impulsurile de sincronizare cadre, metoda cea mai folosită în TV este cea a integrării în timp. Trenul de impulsuri de sincronizare este integrat cu o constantă de timp a cărei valoare este aleasă între valoarea duratei sincroimpulsurilor de linii și cea a sincroimpulsurilor de cadre. Impulsurile de sincronizare cadre vor reuși să genereze la ieșirea integratorului tensiuni semnificative, pe când impulsurile de linii nu. Astfel, tensiunea de ieșire a integratorului urmărește doar impulsurile de sincronizare cadre, impulsurile de sincronizare linii fiind eliminate. Această tehnică este folosită și în circuitul TBA 950.

Integratorul din TBA 950 este desenat în figura 3.16.

Perechea de tranzistoare Q_6 , Q_7 formează un amplificator diferențial care compară impulsurile prezentate la intrare cu un nivel de referință de aproximativ +5 V. Acest amplificator diferențial este alimentat în emitoare de generatorul de curent constant realizat de tranzistorul Q_8 (0,62 mA). În timpul sincroimpulsului tranzistorul Q_6 este blocat, iar tranzistorul Q_7 saturat. În afara sincroimpulsurilor starea tranzistoarelor este inversă. Din colectorul lui Q_7 se prelevează sincroimpulsurile de linii amestecate cu cele de cadre care ajung la schema de sincronizare a liniilor.

Tranzistoarele Q_{16} și Q_{17} , împreună cu grupurile rezistență-capacitate R_{20} , C_2 și R_{19} , C_1 , formează integratorul propriu-zis. Condensatoarele C_1 și C_2 sînt realizate din joncțiuni polarizate invers, utilizîndu-se capacitatea de barieră. Evident, valoarea acestor condensatoare este puternic dependentă de tensiunea aplicată, temperatură și tehnologie.

Rezultă o constantă de timp prost definită ca valoare. Acest fapt nu deranjează, deoarece este disponibilă o plajă largă de valori în care poate să se situeze valoarea constantei globale de integrare, durata impulsurilor de sincronizare de linii fiind mare față de durata impulsurilor de sincronizare de cadre, respectiv 5 μ s față de 160 μ s.

Modul de funcționare al integratorului poate fi urmărit pe schemele echivalente din figura 3.17, în care s-au eliminat toate componentele a căror prezență poate fi neglijată din punctul de vedere al funcționării.

În partea stângă a figurii (a) este desenată schema echivalentă care corespunde stării integratorului imediat după frontul pozitiv al impulsului de sincronizare de cadre.

Starea inițială de la care se pleacă este

$$\begin{aligned} v_{c1} &\simeq 0, \\ v_{c2} = v_{c2i} &= R_{12}I_8^* \end{aligned}$$

cu polaritatea desenată în figura 3.14.a. Tranzistorul Q_{17} este blocat.

Impulsul de sincronizare de cadre dezechilibrează amplificatorul diferențial format din tranzistoarele Q_6 , Q_7 (vezi figura 3.13), Q_6 blocându-se. În acest fel tot curentul I_8 al generatorului de curent constant Q_8 trece prin tranzistorul Q_6 și prin tranzistorul conectat ca diodă Q_{10} , capătul rezistenței R_{20} găsindu-se astfel la un potențial constant egal cu $V_{CC} - V_{BE10}$.

Condensatorul C_2 se descarcă prin rezistența R_{20} , tensiunea la bornele sale tinzând să atingă valoarea V_{BE10} , de polaritate schimbată față de polaritatea inițială. Îndată ce tensiunea v_{c2} devine negativă, tranzistorul Q_{17} , care era pînă acum blocat, începe să conducă un curent i_{17} care crește repede — exponențial cu creșterea tensiunii la bornele condensatorului — pînă la o valoare finală I_{17} dependentă de câștigul în curent al tranzistorului Q_{17} și de valoarea rezistenței R_{20} . Capacitatea C_2 rămîne încărcată la o tensiune egală cu tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_{17} , V_{BE17} .

Curentul de colector i_{17} , al tranzistorului Q_{17} încarcă capacitatea C_1 , tensiunea la bornele ei crescînd aproximativ liniar în timp (vezi diagrama v_{c1} din figura 3.17.c), cu o viteză care depinde de valoarea capacității C_1 și a curentului i_{17} .

Tensiunea la bornele capacității C_1 este comparată cu un nivel de referință (notat cu $V_{\text{prag comparator}}$), într-un comparator care va fi descris în § 3.2.4.

Generarea frontului anterior al viitorului impuls de sincronizare de cadre se face în momentul în care prin creșterea tensiunii la bornele capacității C_1 se realizează egalitatea

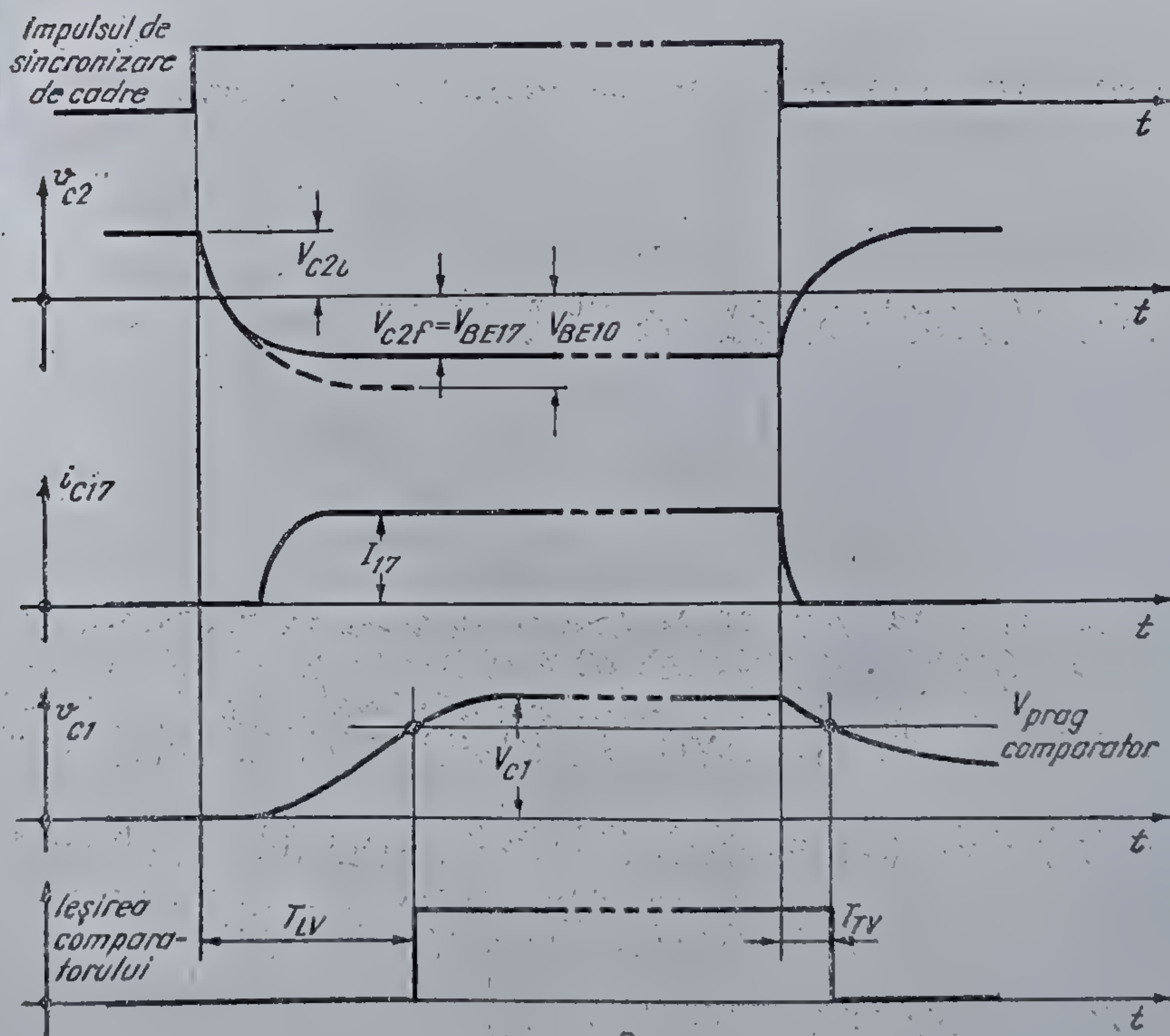
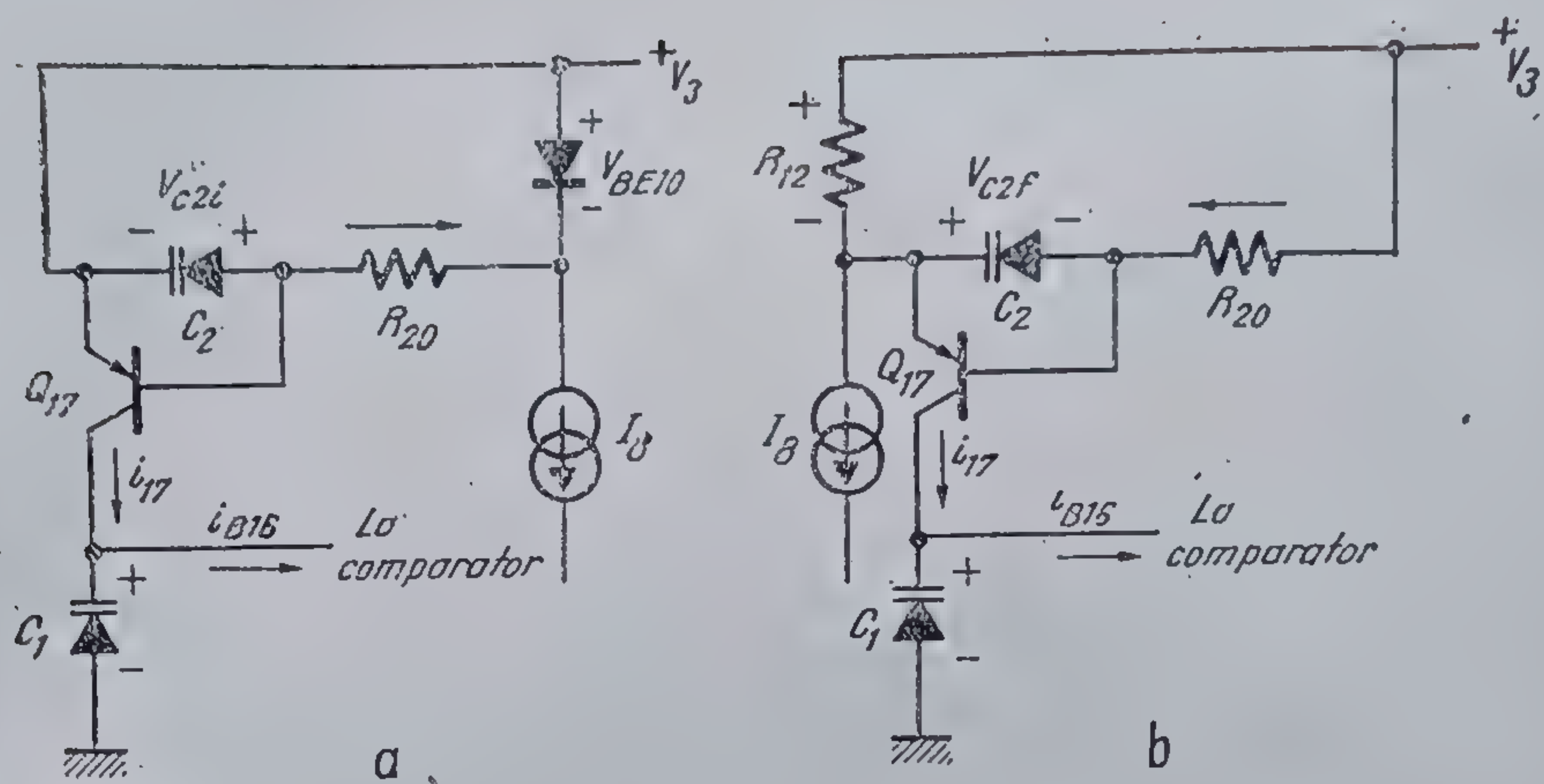
$$v_{c1} = V_{\text{prag comparator}}$$

ieșirea comparatorului schimbînd de stare.

Se observă că între frontul anterior al impulsului de sincronizare de cadre de la intrare și frontul anterior al impulsului de sincronizare de cadre de la ieșirea comparatorului există o întârziere T_{LV} , dependentă de valorile componentelor din schema integratorului. Mărima acestei întârzieri depinde de R_{20} , C_2 , H_{21E71} , C_1 și $V_{\text{prag comparator}}$.

Relațiile care descriu mărimea T_{LV} sînt puternic neliniare. În ele trebuie să se țină seama de variația capacității în funcție de tensiunea aplicată (capacități de barieră). De asemenea, valoarea acestor capacități nu poate fi controlată tehnologic exact și în plus ea depinde de temperatură. În consecință, calculele nu se vor mai da, ele avînd doar o valoare orientativă.

* Justificarea acestei relații se face la pagina 112.



3.17 Funcționarea integratorului.

Important de reținut este faptul, că din fericire, practic, întârzierea T_{LV} poate să se găsească într-un domeniu destul de larg, fără a afecta funcționarea corectă a sincronizării de cadre.

În partea dreaptă a figurii 3.17.b este desenată schema echivalentă care corespunde stării integratorului imediat după frontul negativ al impulsului de sincronizare de cadre.

Starea inițială de la care se pleacă este:

$$v_{c1} > V_{\text{prag comparator}}$$

$$v_{c2} = V_{c2f} = V_{BE17}$$

cu polaritatea indicată în figura 3.17.b. Tranzistorul Q_{17} conduce. În etajul diferențial Q_6, Q_7 , este blocat tranzistorul Q_7 ; prin urmare, generatorul de curent I_8 se „mută” pe rezistența R_{12} .

Condensatorul C_2 se încarcă prin rezistența R_{20} tinzând spre valoarea

$$v_{c2i} = R_{12}I_8. \quad (3.6)$$

Observație. Nu trebuie uitat faptul că C_2 este capacitatea de barieră a unei joncțiuni. Ca urmare, chiar dacă polarizarea joncțiunii respective este directă, ea trebuie să fie de valoare suficient de mică, astfel ca valoarea curentului direct să fie neglijabilă.

Acum tranzistorul Q_{17} este blocat, curentul lui de colector este nul și capacitatea C_1 se va descărca prin curentul de bază necesar repetorului Q_{16} (I_{B16}).

Generarea frontului posterior al viitorului impuls de sincronizare de cadre, se face în momentul în care prin scăderea tensiunii de la bornele capacității C_1 se ajunge la:

$$v_{c1} = V_{\text{prag comparator}}$$

Din acest moment ieșirea comparatorului rămîne la nivel coborît.

Se observă că și acum apare o întârziere, T_{TV} ; întârzierea dintre frontul posterior al impulsului de sincronizare cadre și frontul posterior al ieșirii cadrelor.

Această întârziere este puțin importantă, deoarece mai departe *sincronizarea oscilatorului de cadre este asigurată exclusiv de frontul anterior al impulsului de la ieșirea integratorului.*

În concluzie, rezultă că trecerea unui impuls de sincronizare cadre prin integrator atrage o deplasare a fronturilor acestuia cu T_{LV} și respectiv T_{TV} (vezi figura 3.17.c).

Atunci cînd impulsul de intrare are lățimea mai mică decît T_{LV} (cazul impulsurilor de sincronizare a liniilor) ieșirea integratorului nu va avea nici o reacție.

Întârzierea T_{TV} trebuie să aibă o asemenea valoare încît să asigure revenirea corectă a schemei în pauza dintre impulsuri. Dacă întârzierea T_{TV} este prea mare, atunci pentru un anumit factor de umplere al impulsurilor prezentate integratorului poate apare o stare cumulativă care ar aduce ieșirea în starea activă, chiar dacă lățimea efectivă a impulsului este mai mică decît T_{LV} .

Tranzistorul Q_{18} este un tranzistor pnp multicolector. Cei trei colectori ai lui fiind realizați cu arii egale, vor fi străbătuți de curenți egali. Unul dintre colectori este întors ca reacție negativă în baza tranzistorului Q_{101} . În măsura în care produsul $h_{21E18}h_{21E101}$ este mult supraunitar, curentul I_{D101} apare neglijabil față de I_{18} . Deci se poate scrie cu bună aproximație

$$I_{18} = I_{13}.$$

Grupul de tranzistoare Q_{101} , Q_{18} funcționează ca un inversor de sens de curent al cărui câștig intrare — oricare din ieșiri — este unitar. Extrăgând către masă un curent (I_{19}) fiecare colector funcționează ca un generator de curent constant independent care injectează către masă aceeași valoare a curentului ($I_{18} = I_{13}$). Evident când curentul de intrare este zero ($I_{13} = 0$) și curentul de ieșire I_{18} este nul.

Revenind la schema din figura 3.18 se observă că unul dintre colectori comandă tranzistorul de ieșire Q_{19} , obținându-se impulsul de sincronizare de cadre la terminalul 7.

Celălalt colector va fi folosit în schema sincronizării liniilor, pentru a nu permite operația de sincronizare decât în intervalul dintre impulsurile de sincronizare cadre.

3.2.5. Oscilatorul de linii

Oscilatorul de linii din circuitul TBA 950 este astfel construit încât generează o tensiune în dinte de fierăstrău de mare liniaritate. În plus, stabilitatea în timp, cu temperatura și alimentarea trebuie să fie bună pentru a nu introduce factori de eroare suplimentari în bucla de sincronizare. Frecvența pe care oscilează oscilatorul intern depinde exclusiv de două elemente externe, o capacitate și o rezistență. Din acest motiv *acestor elemente externe se impun condiții de bună stabilitate.*

Condensatorul se recomandă a fi un „styroflex” cunoscut pentru variația sa mică în funcție de temperatură, iar rezistența cu peliculă metalică, din aceleași motive.

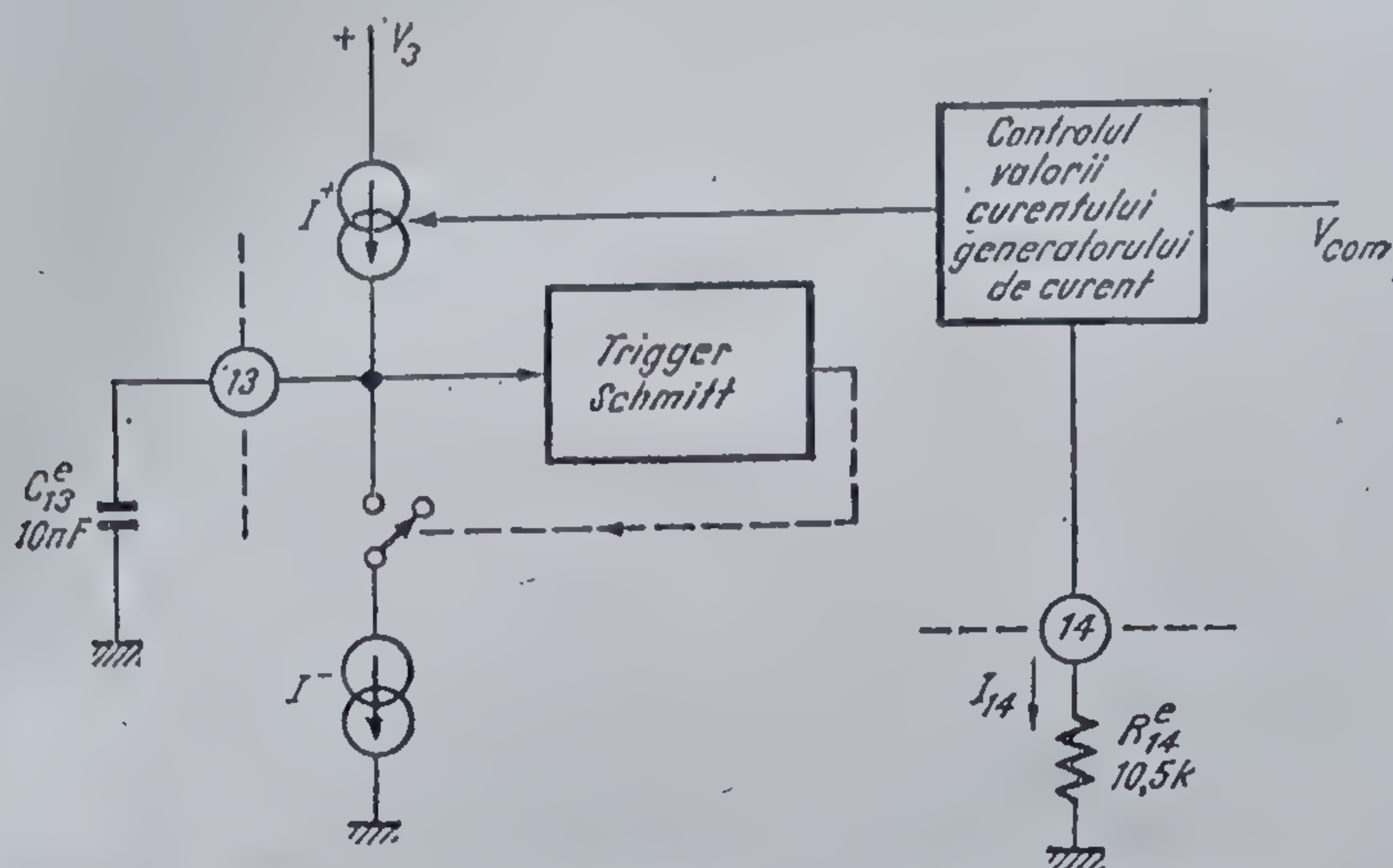
Din schema de principiu a oscilatorului intern dată în figura 3.20 se remarcă că oscilația ia naștere prin încărcarea și descărcarea ciclică a unui condensator extern, C_{13} .

Condensatorul C_{13} se încarcă cu curentul I^+ , generatorul de curent I^- fiind deconectat.

Descărcarea se produce conectând generatorul I^- . Deoarece prin construcție între cei doi curenți este păstrată relația

$$I^- = 7 I^+ = 2,9 \text{ mA},$$

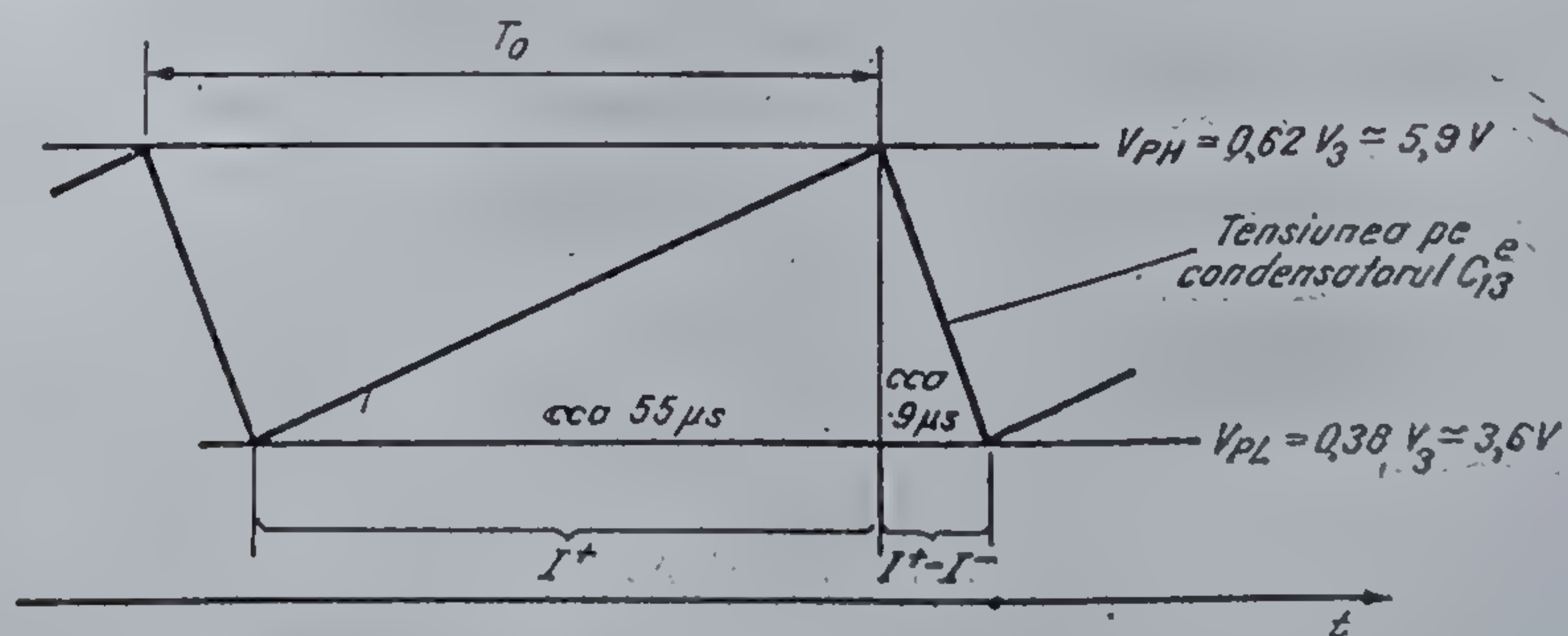
condensatorul C_{13} se descarcă efectiv cu un curent de valoare egală cu $6 I^+$.



3.20 Schema de principiu a oscilatorului de linii.

Tensiunea de pe condensator este urmărită de un trigger Schmitt. Condensatorul C_{13}^e încărcându-se cu I^+ atinge tensiunea de prag de sus V_{PH} . Atunci triggerul Schmitt comandă conectarea generatorului de descărcare. Condensatorul se descarcă pînă la tensiunea de prag de jos, V_{PL} . Aici se deconectează I^- și condensatorul C_{13}^e începe să se reîncarce sub acțiunea generatorului I^+ .

În concluzie, tensiunea pe C_{13}^e oscilează între cele două praguri ale triggerului Schmitt. Panta de încărcare este evident liniară și determinată de I^+ . Panta de descărcare este de asemenea liniară și mai rapidă decît prima de șase ori.



3.21 Forma de undă generată de oscilatorul de linii.

Perioada oscilației este dată de relația:

$$T_0 = T_{\text{încărcare}} + T_{\text{descărcare}}$$

care se poate scrie

$$T_0 = \frac{C_{13}^e \Delta V}{I^+} + \frac{C_{13}^e \Delta V}{6I^+}$$

sau

$$T_0 = \frac{7}{6} \frac{C_{13}^e \Delta V}{I^+},$$

unde s-a notat

$$\Delta V = V_{PH} - V_{PL}.$$

Frecvența de oscilație este:

$$f_0 = \frac{6}{7} \frac{I^+}{C_{13}^e \Delta V}. \quad (3.7)$$

Din relația 3.7 se observă că valoarea frecvenței f_0 poate fi modificată liniar prin modificarea valorii curentului I^+ , excursia de tensiune ΔV rămânând constantă.

Blocul de control al generatoarelor de curent din figura 3.20 comandă valoarea curentului I^+ în funcție de tensiunea de control (V_{com}) aplicată la intrarea sa și păstrează raportul de 7:1 între curenții I^- și I^+ .

Funcționarea poate fi descrisă de următoarea relație:

$$I^+ = I_{14} \frac{V_{com}}{R_{14}^e} = 0,4 \text{ mA}. \quad (3.8)$$

Ținând cont de 3.7 relația 3.8 devine

$$f_0 = \frac{6}{7} \frac{1}{R_{13}^e C_{13}^e} \frac{V_{com}}{\Delta V}. \quad (3.9)$$

Se obține astfel o relație de proporționalitate strictă între f_0 și V_{com} , factorul de scară cuprinzând valorile elementelor adăugate din exterior R_{13}^e și C_{13}^e .

Schema detaliată a oscilatorului intern este desenată în figura 3.22.

Generatorul de curent de încărcare este constituit din tranzistoarele Q_{82} și Q_{85} . Generatorul de descărcare este format din tranzistoarele Q_{80} și Q_{79} .

Generatorul Q_{80} , Q_{79} copiază valoarea curentului care trece prin Q_{82} , Q_{85} (I^+) prin intermediul rețelei Q_{81} , Q_{67} . Copierea trebuie realizată cu un factor de 7. Această multiplicare se realizează prin alegerea convenabilă a raportului rezistențelor R_{97}/R_{83} și a raportului aria emitorului Q_{79} /aria emitorului Q_{80} .

Generatorul de curent de descărcare este comandat on/off prin tranzistoarele Q_{65} și Q_{66} . Când Q_{66} este saturat, tranzistorul Q_{79} este blocat, deci $I^- = 0$. Comanda tranzistoarelor comutatoare Q_{65} , Q_{66} este dată de triggerul Schmitt.

Generatorul de curent de încărcare copiază curentul care străbate rețeaua Q_{80} , Q_{83} , R_{99} . Raportul de copiere este unitar deoarece $R_{97} = R_{99}$ și tranzistoarele Q_{83} , Q_{82} și Q_{80} , Q_{85} sînt identice. Dacă se consideră că $\beta_{npn} \gg 1$ atunci curentul de emitor al tranzistorului Q_{87} este egal cu curentul lui de colector. Curentul de emitor al lui Q_{87} este exact curentul care străbate rezistența R_{14}^e , iar curentul de colector Q_{87} este cel care străbate rețeaua Q_{80} , Q_{83} , R_{99} .

Deci generatorul de curent de încărcare, I^+ va avea exact valoarea curentului care trece prin rezistența R_{14}^e :

$$I^+ = I_{14}^e. \quad (3.10)$$

În continuare se va determina valoarea curentului care trece prin rezistența R_{14}^e .

În schemele care conțin tranzistoarele Q_{87} , Q_{88} , Q_{89} , Q_{90} și Q_{91} se recunoaște ușor o configurație de stabilizator de tensiune.

Rolul regulatorului este jucat de Q_{87} , tranzistorul care debitează curent în sarcina R_{14}^e . Amplificatorul diferențial Darlington (Q_{88} , Q_{89} , Q_{90} , Q_{91}) este amplificatorul de eroare care menține tensiunea de ieșire V_{14} egală cu tensiunea V_{com} , comandînd baza tranzistorului regulator, Q_{87} . În consecință

$$V_{14} = V_{com},$$

$$I_{14}^e = \frac{V_{14}}{R_{14}^e} = \frac{V_{com}}{R_{14}^e}. \quad (3.11)$$

După cum s-a arătat anterior $I_{14}^e = I^+$, deci:

$$I^+ = \frac{V_{com}}{R_{14}^e}. \quad (3.12)$$

Tensiunea oscilantă de pe condensatorul C_{13}^e este trecută printr-un etaj tampon, înainte de a fi distribuită diverselor blocuri din circuitul TBA 950. Etajul tampon este format din tranzistoarele Q_{100} , Q_{78} conectate astfel încît să se poată compensa căderile de tensiune în direct emitor-bază ale tranzistoarelor respective. Cîștigul în tensiune al acestui etaj este apropiat de unitate, putîndu-se spune că tensiunea de ieșire este egală cu cea de pe condensatorul C_{13}^e .

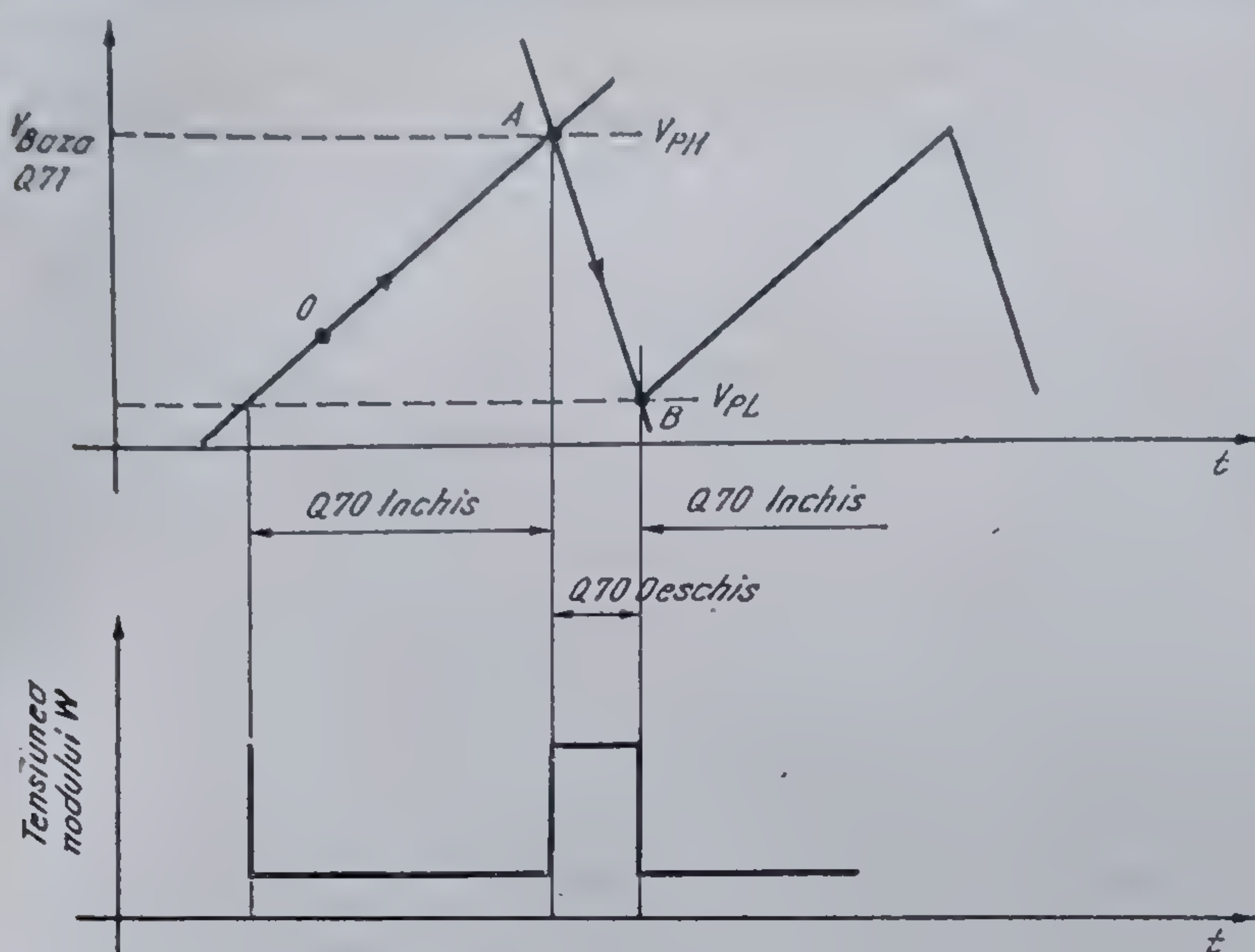
Restul schemei formează un trigger Schmitt. Schema poate fi privită ca un comparator (tranzistoarele Q_{70} , Q_{71}) alimentat în curent prin sursa de curent constant Q_{72} , Q_{73} , R_{96} . Tensiunea de intrare se aplică pe baza tranzistorului Q_{70} și se compară cu tensiunea bazei tranzistorului Q_{71} . Rezultatul comparării este preluat de tranzistorul Q_{89} care comandă pe Q_{68} . Dacă tranzistorul Q_{68} este blocat atunci tensiunea bazei lui Q_{71} este:

$$V_{PH} = \frac{R_{96}}{R_{96} + R_{87}} V_3 = 0,62 V_3. \quad (3.13)$$

Cînd tranzistorul Q_{68} este saturat rezultă tensiunea bazei lui Q_{71} :

$$V_{PL} = \frac{R_{88} \parallel R_{96}}{(R_{88} \parallel R_{96}) + R_{87}} V_3 = 0,38 V_3. \quad (3.14)$$

unde tensiunea de saturație colector-emitor a lui Q_{68} s-a neglijat.



3.23 Funcționarea triggerului Schmitt.

Funcționarea triggerului Schmitt poate fi urmărită pe diagrama din figura 3.23.

Pentru a descrie funcționarea presupunem că plecăm din punctul O unde tensiunea de intrare este mai mică decât tensiunea bazei lui Q_{71} , stabilită la valoarea de prag superior. Când tensiunea de intrare ajunge în punctul A tranzistorul Q_{70} se deschide iar tranzistorul Q_{71} se blochează. Deschiderea lui Q_{70} atrage intrarea în conducție a tranzistorului Q_{69} și astfel Q_{68} se saturează. Când Q_{68} se saturează, tensiunea bazei lui Q_{71} se schimbă din V_{PH} în V_{PL} .

Observație. În acest punct, A , este comandat și comutatorul Q_{65} , Q_{66} care eliberează generatorul de curent I^- , tensiunea pe condensatorul C_{13} scăzând.

Micșorând tensiunea de intrare către punctul B tranzistorul Q_{70} este deschis, iar tensiunea pe baza tranzistorului Q_{71} este V_{PL} . Când se ajunge în B , tranzistorul Q_{70} se închide. Blocarea tranzistorului Q_{70} comandă blocarea tranzistoarelor Q_{69} și Q_{68} . Tensiunea pe baza lui Q_{71} se schimbă din V_{PL} în V_{PH} și astfel ciclul se reia.

Observație. În punctul B se taie generatorul de curent I^- (prin saturarea tranzistorului Q_{68}) și astfel tensiunea pe condensatorul C_{13} va începe să crească datorită acțiunii curentului I^+ .

Reluând expresia 3.9 care dă frecvența de oscilație în funcție de tensiunea de comandă, ea se poate rescrie:

$$f_0 = \frac{6}{7} \frac{1}{R_{14}' C_{13}'} \frac{V_{com}}{\left[\frac{R_{95}}{R_{95} + R_{87}} - \frac{R_{88} \parallel R_{98}}{(R_{88} \parallel R_{98}) + R_{87}} \right] V_3} \quad (3.15)$$

Tensiunea de comandă în cazul în care comparatorul de fază CP_1 nu funcționează (lipsa sincroimpulsurilor la intrare) este dată de un divizor rezistiv care împarte prin doi tensiunea de alimentare V_{cc} :

$$V_{com} = \frac{R_{109}}{R_{109} + R_{108}} V_3 = 0,5V_3. \quad (3.16)$$

Ținând cont de 3.16 expresia frecvenței de oscilație liberă devine:

$$f_0 = \frac{6}{7} \frac{1}{R_{14} C_{13}} \frac{\frac{R_{109}}{R_{109} + R_{108}}}{\left[\frac{R_{95}}{R_{95} + R_{87}} - \frac{R_{88} || R_{95}}{(R_{88} || R_{95}) + R_{87}} \right]}. \quad (3.17)$$

Din ultima relație se remarcă că frecvența de oscilație liberă este determinată de elementele exterioare R_{14} și C_{13} și de rapoarte de rezistențe monolitice. Fiind cunoscut faptul că rapoartele de rezistențe sînt bine controlate tehnologic și sînt stabile în timp și temperatură, rezultă o bună stabilitate a frecvenței de oscilație liberă, stabilitate determinată practic numai de elementele exterioare.

Performanțele oscilatorului intern

Introducînd valorile numerice ale rezistențelor în 3.17 expresia frecvenței libere de oscilație a oscilatorului intern devine:

$$f_0 = \frac{1,64}{R_{14} C_{13}} [\text{Hz}, \Omega, \text{F}]. \quad (3.18)$$

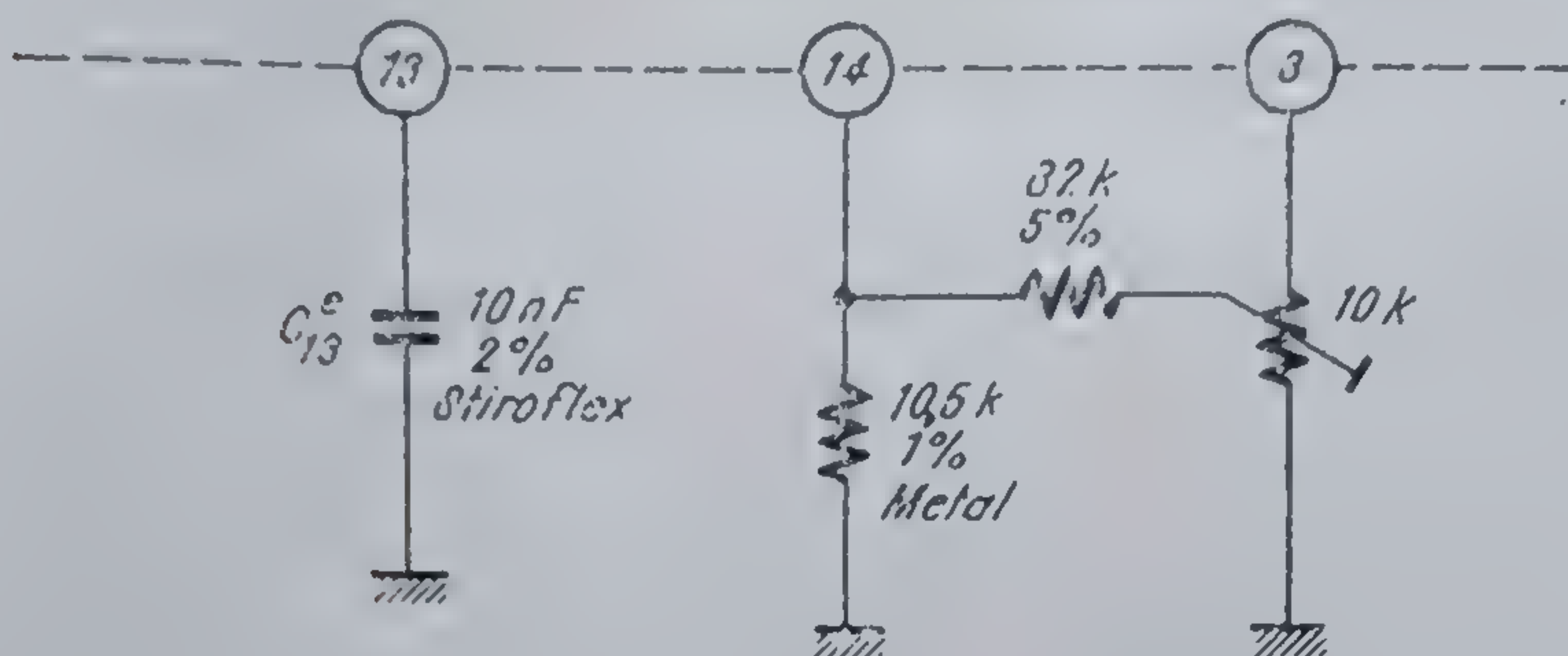
Astfel, pentru valorile standard $R_{14} = 10,5 \text{ k}\Omega$ și $C_{13} = 10 \text{ nF}$ relația 3.18 dă valoarea nominală de $f_0 = 15.625 \text{ Hz}$. În practică, ținînd seama de variațiile tehnologice care pot apărea de la circuit la circuit, frecvența liberă va fi afectată de o toleranță de $\pm 10\%$ față de valoarea nominală. Pentru a aduce frecvența de oscilație liberă la exact 15.625 Hz se utilizează schemele de reglaj din figura 3.24.

Domeniul de variație a valorii rezistenței R_{14} pentru o funcționare corectă a circuitului TBA 950 este cuprins între $7,5 \text{ k}\Omega$ și $13,5 \text{ k}\Omega$. Domeniul în care poate fi aleasă valoarea condensatorului C_{13} este limitat sus la circa $0,1 \mu\text{F}$ de gabaritul rezonabil al piesei și limitat jos la circa 5 nF din motive de liniaritate.

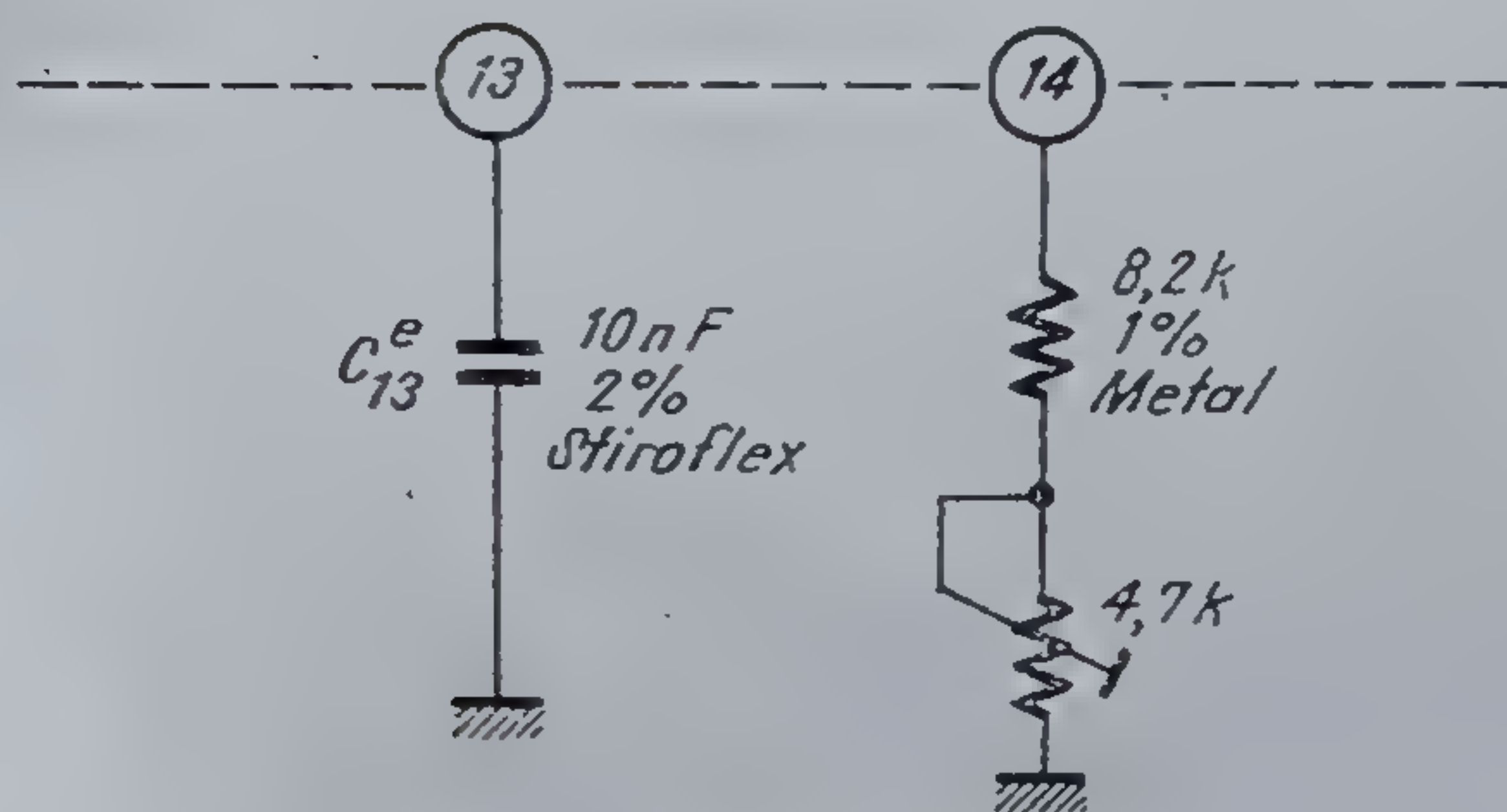
Stabilitatea frecvenței de oscilație liberă în funcție de alimentare este mare; ea se definește pentru două situații de alimentare:

- Zona normală de alimentare în care stabilizatorul paralel este în funcțiune ($I_3 > 27 \text{ mA}$). În acest caz variația tipică este de $-0,03\%/\text{mA}$ (cca. 5 Hz pentru fiecare mA).
- Zona subalimentată în care stabilizatorul paralel nu este în funcțiune ($I_3 < 27 \text{ mA}$). În acest caz variația tipică este de $-0,5\%/V$ (cca. 80 Hz/V).

TBA 950/1; TBA 950/2; TBA 940



TBA 950/1; TBA 950/2; TBA 940



3.24 Scheme de ajustare a frecvenței centrale.

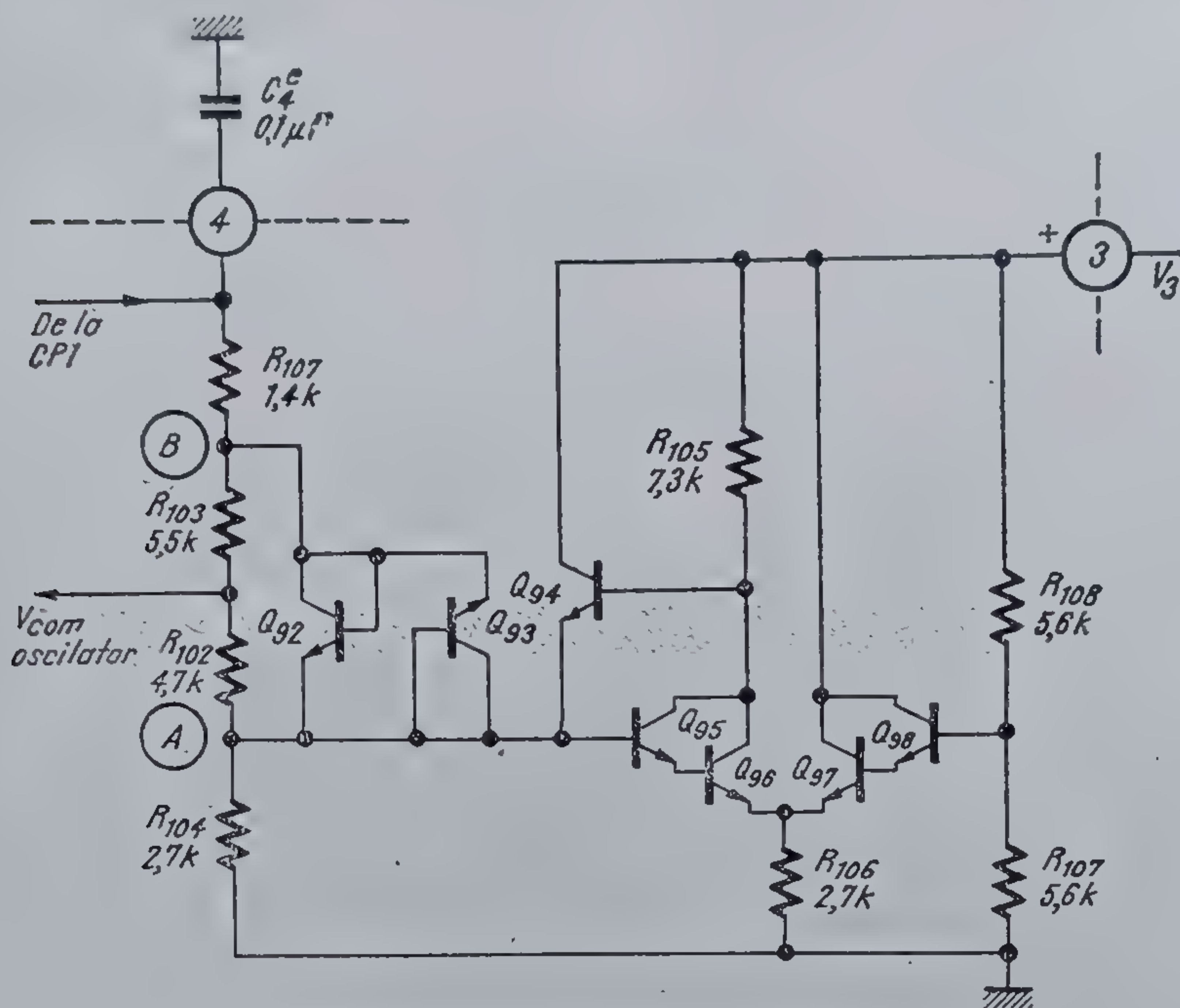
Stabilitatea frecvenței de oscilație liberă în funcție de temperatura ambiantă are o valoare tipică de $2 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$ pentru domeniul de temperaturi ambiante admisibil de $0 \dots 60^\circ\text{C}$. Rezultă — în situația uzuală în care temperatura din televizor variază între 20°C și $40\text{--}45^\circ\text{C}$ (corespunzător stării de pornit/oprit) — o variație de cca. 50 Hz .

3.2.6. Limitatorul de tensiune

Limitatorul de tensiune este un bloc interpus între tensiunea generată de comparatorul de fază CP_1 și oscilatorul intern comandat în tensiune.

Acest bloc realizează două funcții:

- limitează sus și jos tensiunea generată de comparatorul de fază;
- injectează un pedestal de tensiune continuă, necesar oscilatorului pentru a oscila pe frecvența centrală de $15,625 \text{ Hz}$.



3.25 Schema limitatorului de tensiune

Schema limitatorului este dată în figura 3.25.

Tranzistoarele Q_{95} , Q_{96} , Q_{97} , Q_{98} formează un amplificator diferențial Darlington care prin intermediul tranzistorului regulator Q_{94} menține constantă tensiunea pe rezistența R_{104} la o valoare V_A dată de relația:

$$V_A = \frac{R_{109}}{R_{109} + R_{108}} V_3 = 0,5 V_3 = 4,75 \text{ V.}$$

Atunci când comparatorul de fază este blocat (nu se aplică sincroimpulsuri pe intrarea 5), condensatorul C_4 se încarcă la tensiunea V_A , prin rezistențele R_{102} , R_{103} , R_{107} și deci:

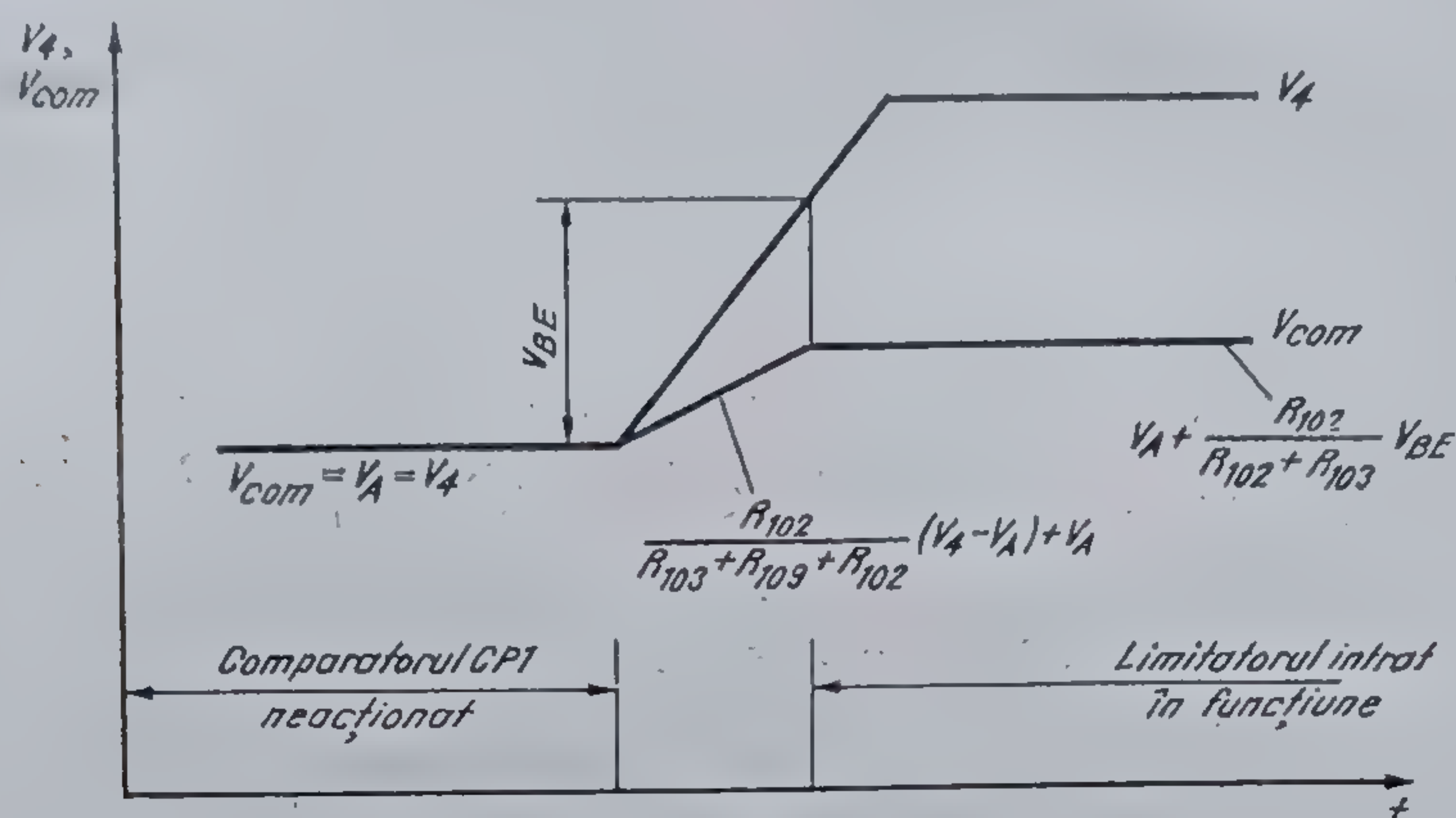
$$V_{com} = V_A \quad (3.19)$$

Aceasta este tensiunea care comandă oscilatorul să oscileze pe frecvența centrală (vezi § 3.2.5).

Când compararea de fază funcționează, condensatorul C_4 primește sarcină de la generatoarele de curent din CP_1 , făcând ca tensiunea să varieze în jurul valorii V_A .

Acum oscilatorului i se va aplica tensiunea:

$$V_{com} = \frac{R_{102}}{R_{103} + R_{107} + R_{102}} (V_4 - V_A) + V_A \quad (3.20)$$



3.26 Funcționarea limitatorului de tensiune.

Tranzistoarele Q_{92} și Q_{93} conectate ca diode nu permit punctului B decât o excursie limitată în tensiune ($0,7\text{ V}$) față de tensiunea în A .

Deci, la semnale mari pe C_4^e tensiunea în punctul B nu va putea să varieze decât în gama:

$$V_B = (V_A - V_{BE}) \dots (V_A + V_{BE}). \quad (3.21)$$

În acest caz tensiunea de comandă a oscilatorului va fi:

$$V_{com} = V_A \pm \frac{R_{102}}{R_{102} + R_{103}} V_{BE} = (4,75 \pm 0,32)\text{ V}.$$

Aceste relații pot fi urmărite pe diagrama din figura 3.26.

În conformitate cu relația 3.15 dependența frecvenței oscilatorului intern de tensiunea de comandă este dată de o expresie de forma

$$f = SV_{com}$$

unde S , care poate fi dedus din relația 3.15, poartă numele de sensibilitatea oscilatorului și se exprimă în Hz/V :

$$S = \frac{6}{7} \frac{1}{R_{14}^e C_{13}^e} \frac{1}{\left[\frac{R_{95}}{R_{95} + R_{87}} - \frac{R_{88} \parallel R_{95}}{(R_{88} \parallel R_{95}) + R_{87}} \right] V_3}. \quad (3.22)$$

Pentru $R_{14}^e = 10,5\text{ k}\Omega$, $C_{13}^e = 10\text{ nF}$ și $V_3 = 9,5\text{ V}$, rezultă:

$$S = 3.289,5\text{ Hz/V}.$$

Δf_{max} care poate fi obținut în aceste condiții este:

$$\Delta f_{max} = \frac{R_{102}}{R_{103} + R_{102}} \times V_{BE} \times S = 0,32 \cdot 3289 = 1.068\text{ Hz}. \quad (3.23)$$

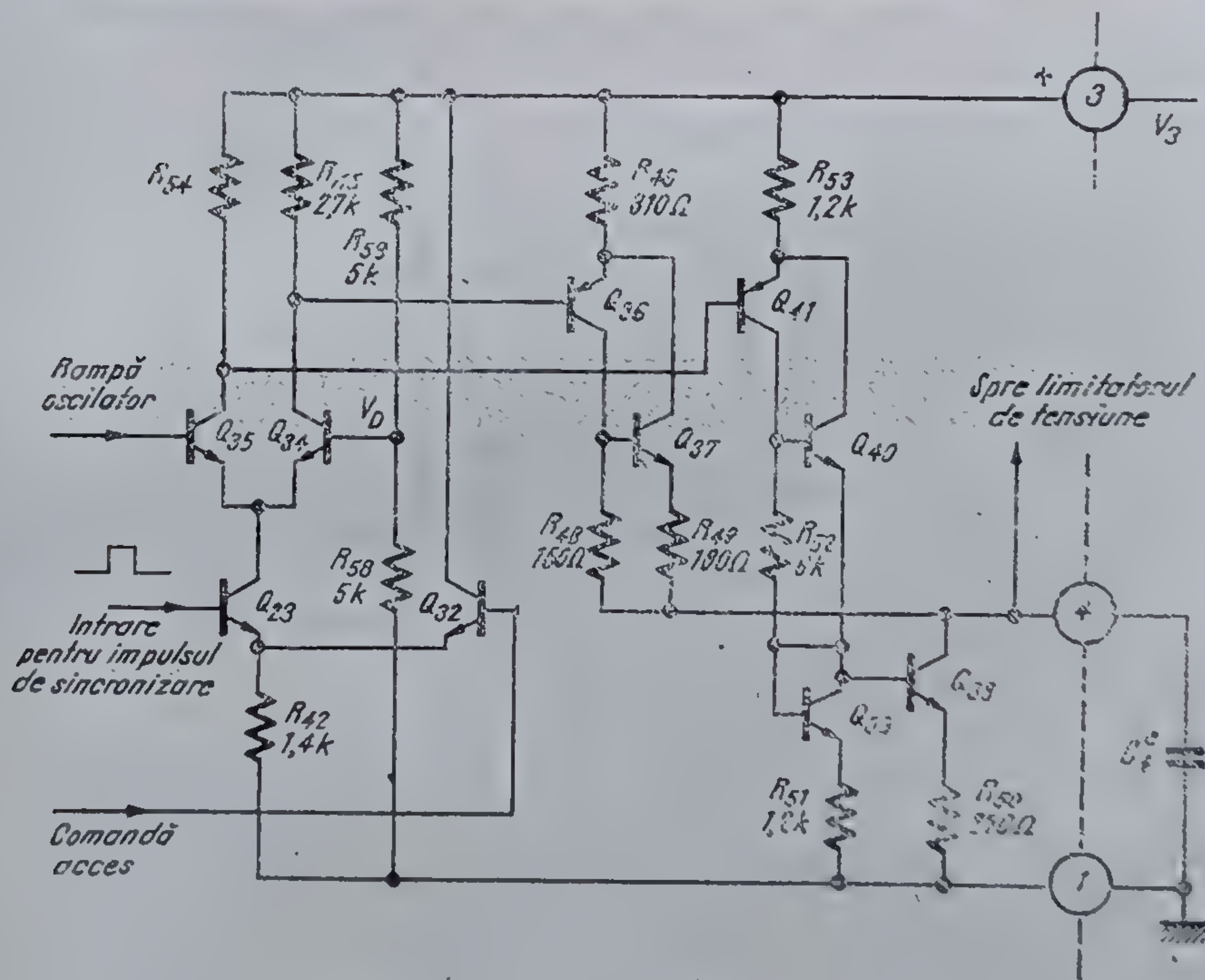
În concluzie, limitatorul de tensiune nu permite ca frecvența oscilatorului să poată fi reglată în jurul frecvenței centrale, cu mai mult de Δf_{max} .

Deci, indiferent de tensiunea care apare pe condensatorul C_4^e , oscilatorul nu își poate varia frecvența, decât cu ± 1.068 Hz în jurul frecvenței centrale, adică între 14.557 și 16.693 Hz.

3.2.7. Comparatorul de fază CP_1

Comparatorul de fază CP_1 este punctul cheie al reglajului care aduce în fază oscilatorul intern cu impulsurile de sincronizare linii de la intrare. Rolul lui este de a compara în fază și frecvență oscilația generată din interiorul circuitului TBA 950 cu impulsurile de sincronizare linii. Diferența de fază creează o tensiune care comandă frecvența (faza) oscilatorului intern.

Schema comparatorului de fază este dată în figura 3.27.



3.27 Schema comparatorului de fază CP_1

Perechea de tranzistoare Q_{31} , Q_{35} formează un amplificator diferențial alimentat în emitoare de generatorul de curent constant Q_{23} . Acesta compară tensiunea în rampă a oscilatorului intern cu un nivel de tensiune constantă V_D . După cum conduce fie tranzistorul Q_{35} , fie tranzistorul Q_{31} , curentul generatorului Q_{23} străbate rezistența R_{54} sau respectiv R_{115} .

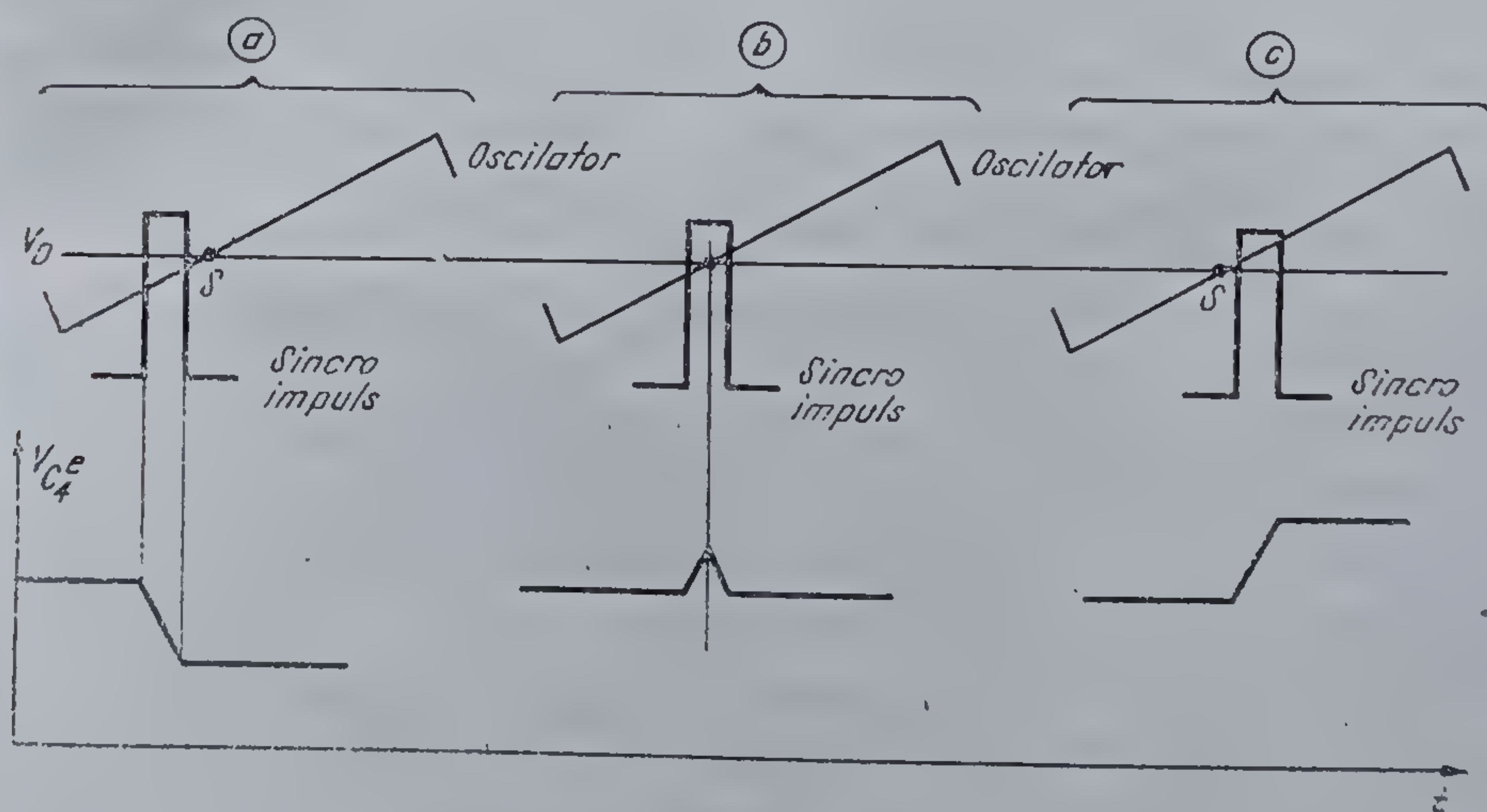
Căderile de tensiune pe rezistențele R_{54} , R_{115} comandă generatoarele de curent Q_{36} și Q_{41} să conducă.

Tranzistoarele Q_{36} , Q_{37} formează un generator de curent, I_1^+ , care introduce sarcină în condensatorul C_4^e . Combinația Q_{36} , Q_{37} este de fapt un tranzistor pnp echivalent, necesară mării cîștigului efectiv în curent. Altfel, curentul de bază al tranzistorului Q_{36} ar introduce un factor de eroare important.

Tranzistoarele Q_{41} , Q_{40} , formează un al doilea generator de curent care prin oglinda de curent Q_{38} , Q_{39} este inversat către masă. Acest curent, I_1^- , scoate sarcină din condensatorul C_4^e .

Cînd tranzistorul Q_{23} nu alimentează perechea diferențială Q_{34} , Q_{35} , atunci prin rezistențele R_{54} și R_{115} nu circulă nici un curent și astfel generatoarele I_1^+ și I_1^- sînt blocate. Tensiunea pe C_4^e rămîne nemodificată. Tranzistorul Q_{23} nu funcționează cînd intrarea este la masă sau cînd pe intrarea „comandă acces” se aplică un nivel de tensiune mai mare decît cel al tensiunii de pe „intrarea de sincronizare”.

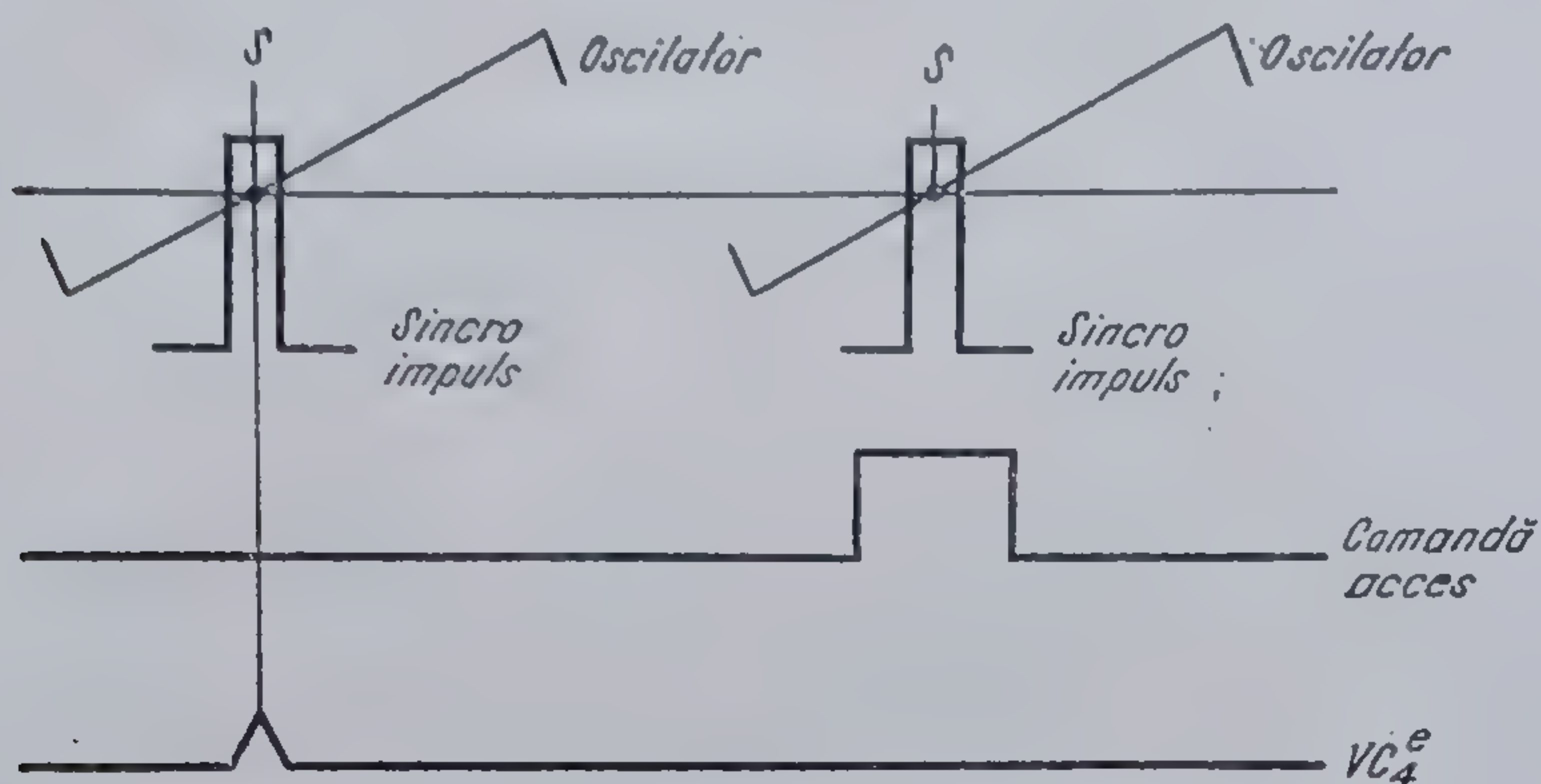
Funcționarea comparatorului de fază CP_1 poate fi urmărită pe diagrama din figura 3.28.



3.28 Funcționarea comparatorului de fază CP_1 .

Compararea tensiunii oscilatorului cu tensiunea fixă V_D determină punctul notat pe diagramă cu S .

Atît timp cît tensiunea oscilatorului este mai mică decît V_D (la stînga punctului S) va fi comandată funcționarea generatorului I_1^- , care debitează curent numai atunci cînd tranzistorul Q_{23} are baza polarizată pozitiv, adică în timpul impulsului de sincronizare. Deci, în cazul a (vezi figura 3.28) tensiunea pe condensatorul C_4^e scade deoarece I_1^- scoate sarcină pe durata sincroimpulsului.



3.29 Funcționarea comparatorului de fază cu „comandă acces”.

Dacă sincroimpulsul cade în dreapta punctului S (cazul c , figura 3.28) generatorul de curent I_1^+ va introduce sarcină în condensatorul C_4^e , producând creșterea tensiunii.

În situația de mijloc (cazul b , figura 3.28) punctul S cade în timpul duratei sincroimpulsului. Sarcina electrică injectată în condensatorul C_4^e de către curentul I_1^+ este egală cu cea extrasă de către curentul I_1^- . Tensiunea pe condensatorul C_4^e după ce crește puțin revine la valoarea anterioară, dacă punctul S se găsește exact la mijlocul lățimii impulsului de sincronizare.

Diagrama din figura 3.29 arată efectul de inhibare pe care îl are intrarea „comandă acces” (Q_{32}).

Dacă acest tranzistor este deschis, atunci compararea nu mai are loc, ambele generatoare de curent stau blocate, iar tensiunea pe condensatorul C_4^e rămâne nemodificată.

3.2.8 Funcționarea buclei de reglare a frecvenței oscilatorului.

Având analizate anterior schemele blocurilor care constituie bucla de reglaj a frecvenței oscilatorului, funcționarea acestei bucle se poate evalua acum mai în detaliu.

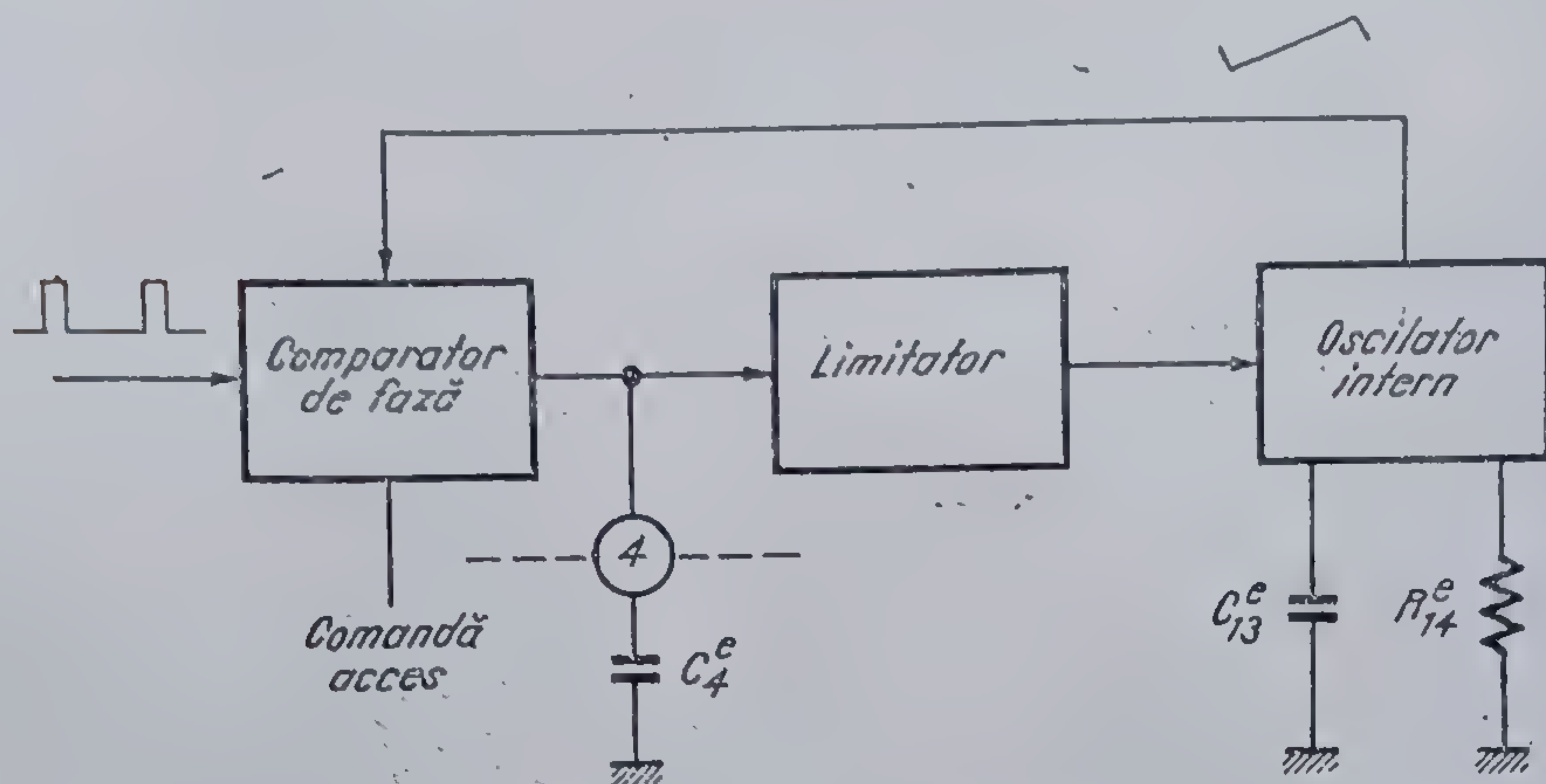
Schema de principiu a buclei de reglaj a oscilatorului este indicată în figura 3.30.

Bucloa de reglare a oscilatorului este o buclă cu calare de fază (PLL).

Rolul esențial al acestei bucle este de a sincroniza, de a aduce în fază, oscilațiile oscilatorului intern cu impulsurile de sincronizare a liniilor.

Cînd nu se aplică semnal pe intrare sau prin intermediul bornei „comandă acces” se inhibă funcționarea comparatorului CP_1 , tensiunea de pe condensatorul C_4^e este egală cu aproximativ $V_{cc}/2$ și se datorește divizorului R_{109} , R_{108} din limitator (vezi figura 3.26).

Aceeași tensiune ajunge și la oscilator, făcîndu-l să oscileze liber pe frecvența f_0 .



3.30. Bucla de reglare a oscilatorului.

La apariția semnalului de intrare și avînd borna „comandă acces” în starea „PERMIS”, comparatorul de fază intră în funcțiune. Să presupunem că există o diferență apreciabilă de frecvență între semnalul incident de frecvență f_i și frecvența liberă de oscilație f_0 , astfel ca sistemul să fie afară din banda de captură și $f_0 > f_i$.

Comparația de fază apare de fapt ca o succesiune discretă în timp de cazuri a , b , c din figura 3.28.

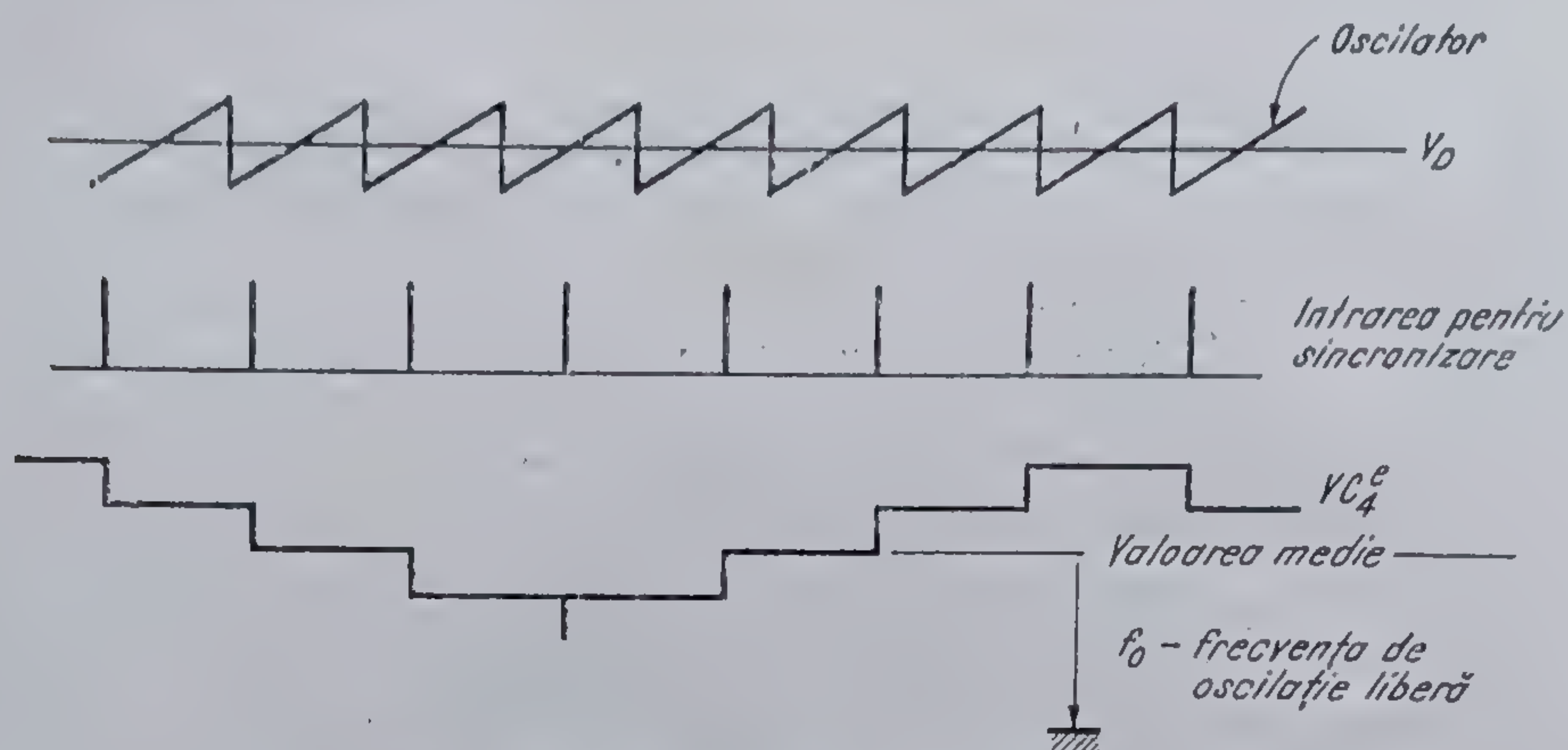
Fie, de exemplu, formele de undă la un moment dat, astfel încît să existe o situație de tip a . Tensiunea pe condensatorul C_4^e scade cu o valoare ΔV , care transmisă prin limitator (care nu taie încă) ajunge la oscilator căutînd să-i ajusteze valoarea frecvenței. Aflîndu-ne în afara benzii de captură, variația ΔV este insuficientă pentru a antrena oscilatorul la o frecvență egală cu frecvența impulsului de la intrare. Totuși oscilatorul își va modifica ușor frecvența, corespunzător variației ΔV . Apare al doilea impuls de intrare care cade tot într-un caz de tip a . Rezultă aceeași reacție, care deși este cumulată cu prima este încă insuficientă și procesul continuă pas cu pas.

În unul din următoarele momente se ajunge în cazul de tip b . Aici tensiunea pe C_4^e va rămîne nemodificată. După acest punct, evident va urma o succesiune de cazuri de tip c care întorc semnul de variație al tensiunii pe condensatorul C_4^e , făcînd-o să crească.

Apare în final pe C_4^e o formă de undă în trepte, asemănătoare cu cea desenată în figura 3.31.

Este o formă de undă asemănătoare cu cele generate de heterodine în care, amestecîndu-se două frecvențe, f_A și f_B rezultă o componentă de joasă frecvență $f_A - f_B$.

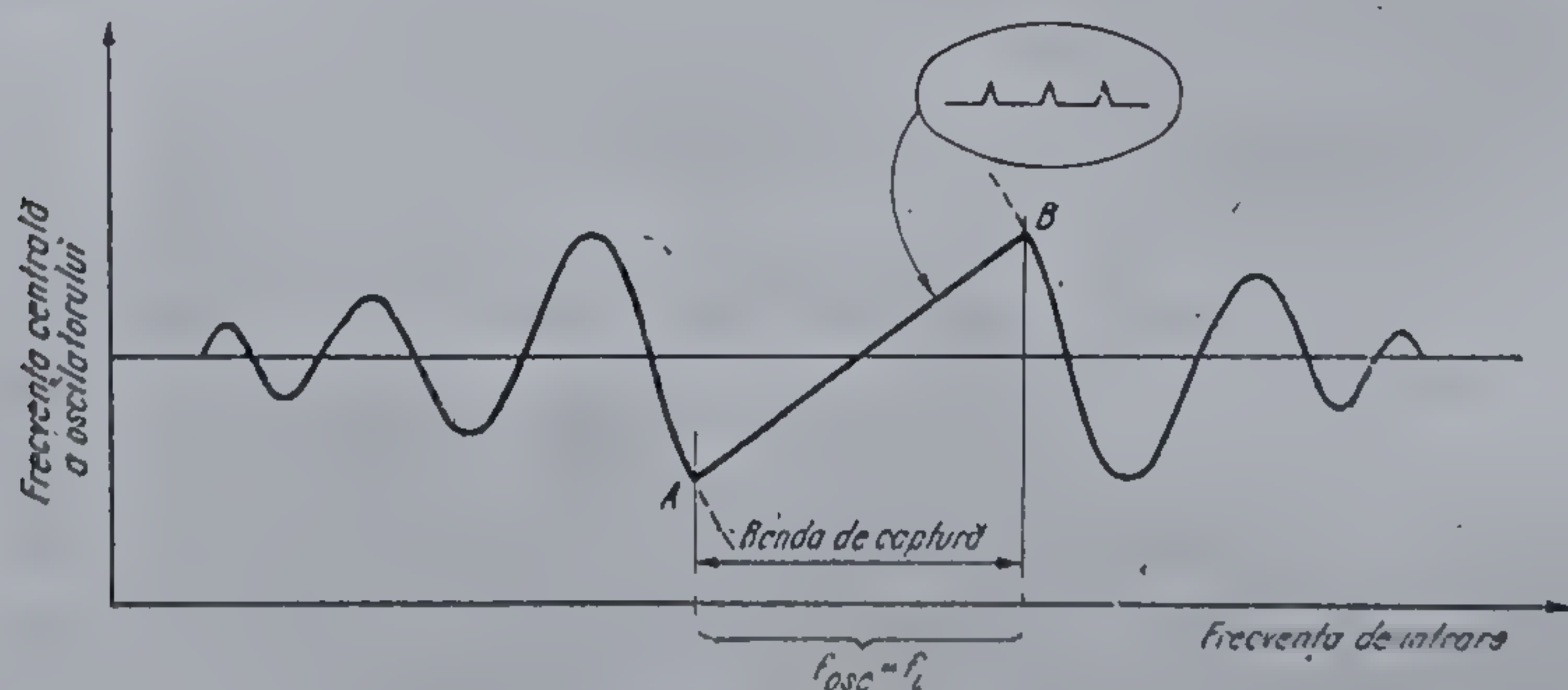
În cazul nostru, cu cît diferența frecvențelor aplicate comparatorului de fază (frecvența semnalului de intrare — frecvența de oscilație liberă a oscilatorului, $f_i - f_0$) este mai mică cu atît amplitudinea oscilației pe C_4^e este mai mare. Amplitudinea crește, deoarece cu cît perioada oscilației pe C_4^e este mai mare cu atît apar mai multe trepte succesiv crescătoare sau descrescătoare; valoarea treptelor este întotdeauna constantă.

3.31 Tensiunea pe condensatorul C_4^e în afara sincronismului.

În realitate procesele sînt mai complicate decît în cazul operației de heterodinare amintită mai sus, deoarece orice modificare a tensiunii pe C_4^e atrage o modificare a frecvenței oscilatorului în sensul micșorării diferenței de frecvență $f_i - f_0$.

Deci forma de undă pe C_4^e nu este o replică directă a diferenței $f_i - f_0$, ci o undă a cărei determinare analitică implică relații matematice mult mai complicate care nu fac obiectul lucrării de față.

Esențial este să se observe că frecvența acestei unde este direct proporțională cu diferența frecvențelor și că amplitudinea sa crește pe măsură ce diferența $f_i - f_0$ devine mai mică.



3.32 Intrarea în captură.

Să ne imaginăm că, plecînd din afara sincronismului, apropiem ușor frecvența de intrare față de cea a oscilatorului. Tensiunea pe condensatorul C_4^e își va micșora frecvența, mărindu-și totodată amplitudinea — vezi figura 3.32. După cum s-a arătat, această tensiune indică în fond modul în care își modifică oscilatorul frecvența, căutînd să o facă egală cu frecvența

de intrare. Oscilatorul capătă o modulație în frecvență în jurul frecvenței sale de oscilație liberă. Apare un moment în care tensiunea pe C_4 crește (sau scade) atât de mult încât frecvența instantanee a oscilatorului poate ajunge egală cu frecvența de intrare — punctul A . Aici se stabilește un regim staționar. Oscilatorul și-a modificat frecvența astfel încât ea a ajuns egală cu cea de la intrare.

Pentru fiecare perioadă a oscilatorului intern, comparatorul de fază se găsește mereu în cazul b din figura 3.28. Tensiunea pe C_4 va „îngheța” pe nivelul de tensiune din punctul A . Oscilația în trepte dispare, instalându-se un regim staționar cu aspect de tensiune continuă. De fapt, tensiunea pe condensatorul C_4 este formată dintr-o componentă continuă cu mici vârfuluțe simetrice, așa cum arată zona expandată din figura 3.32.

Același fenomen se petrece indiferent dacă ne apropiem cu semnalul de intrare, începînd de la frecvențe mai mici decît frecvența de oscilație liberă a oscilatorului, sau mai mari. Punctul A din figura 3.29 are un omolog B și ambele poartă numele de puncte maxime de captură. Între ele apare un domeniu al frecvențelor de intrare care poartă numele de *bandă de captură* (de prindere).

Atunci cînd frecvența de intrare se găsește în interiorul benzii de captură, bucla aduce imediat frecvența și faza oscilatorului la egalitate cu frecvența și faza semnalului de intrare. Acest proces de sincronizare durează un anumit timp, putîndu-se astfel defini o viteză de captură.

Odată captura realizată, variînd frecvența de intrare a oscilatorului, el rămîne sincronizat pe aceasta și frecvența lui se va „tîrî” după ea. Zona în care oscilatorul rămîne sincronizat cu intrarea este mai întinsă decît banda de captură și poartă numele de *bandă de urmărire* (de menținere).

În interiorul benzii de urmărire tensiunea pe condensatorul C_4 variază liniar cu frecvența de intrare.

Sistemul se află în starea „sincronizat”, iar comparatorul de fază CP_1 se află mereu în cazuri de tip b (figura 3.28). Deci, cînd bucla este sincronizată, oscilatorul intern se aranjează în așa fel încît mijlocul impulsului de intrare (impulsul de sincronizare a liniilor) cade mereu în momentul în care rampa crescătoare a oscilatorului ajunge la tensiunea de $V_3/2$ (egală cu V_n din figura 3.28).

Trebuie observat că înainte de a intra în sincronism tensiunea pe condensatorul C_4 are o componentă continuă—care determină frecvența de oscilație liberă a oscilatorului — peste care este suprapusă o componentă variabilă formată din trepte. Treapta elementară este dependentă de valoarea generatoarelor de curenți I_1^+ și I_1^- din comparatorul de fază CP_1 și de valoarea condensatorului C_4 . Cu cît curenții sînt mai mari, cu atît capacitatea C_4 se va încărca sau descărca cu o treaptă mai mare. Dacă C_4 este mare pentru o valoare dată a curenților de atac, treapta rezultantă va fi mică. O treaptă mare pe C_4 va mări amplitudinea oscilației de alură sinusoidală și deci sistemul va captura la o diferență de frecvență $f_i - f_0$ mai mare.

Prin urmare, banda de captură este direct influențată de valoarea curenților I_1^+ , I_1^- și a condensatorului C_4 (mărirea curenților I_1^+ , I_1^- atrage mărirea benzii de captură pe cînd mărirea valorii condensatorului C_4 micșorează banda de captură).

Trebuie observat că mărimea benzii de captură influențează direct viteza de captură a buclei¹. Această observație va fi utilă atunci când se va comenta comportarea buclei de sincronizare din *TBA 950* la zgomot.

Nu trebuie omis faptul că între comparatorul de fază CP_1 și oscilatorul intern este intercalat un limitator de amplitudine care nu permite ca tensiunea de comandă a oscilatorului și implicit frecvența lui de oscilație să depășească anumite limite, chiar dacă tensiunea pe C_4 crește peste aceste valori.

Deci, oscilatorul intern nu își poate devia frecvența decât într-un domeniu limitat, și astfel bucla nu poate captura decât pentru frecvențele de intrare care sînt cuprinse în acest interval, chiar dacă bucla fără limitator ar putea captura frecvențe mai îndepărtate. Prin urmare, proiectînd bucla cu o bandă de captură mai mare, dar introducînd limitatorul de tensiune, banda de captură se limitează strict la domeniul impus de limitator. Banda de menținere care era mai întinsă decât cea de captură se reduce și ea la cea impusă de limitator.

Se obține astfel la *TBA 950* o buclă cu banda de menținere *egală* cu banda de captură, ceea ce este fundamental diferit față de cazurile uzuale în care banda de menținere este mai largă decât banda de prindere.

Un parametru cu care să se poată evalua performanțele de reglare a întregii bucle descrise mai sus este eroarea staționară a sistemului. Această mărime se mai întîlnește uneori și sub denumirea de cîștigul buclei.

Pentru un circuit *PLL* care funcționează în banda de menținere există o eroare de fază proporțională cu diferența de frecvență dintre intrare și frecvența de oscilație liberă. Această eroare de fază este $\pi/2$ la capetele benzii de menținere și nulă în centru.

Pentru bucla din circuitul *TBA 950* lucrurile se petrec la fel, numai că în loc de a specifica un defazaj eroare, în radiani, este mai potrivită semnalarea erorii staționare sub forma cîștigului buclei în $\text{kHz}/\mu\text{s}$.

Cîștigul buclei arată ce poziție în timp (în μs) apare între semnalul de la intrare și oscilatorul intern când se aplică un semnal decalat cu 1 kHz față de frecvența centrală a oscilatorului. Poziția martor în timp este aceea în care se aplică la intrare exact frecvența centrală a oscilatorului.

La *TBA 950* cîștigul tipic al buclei *PLL* este 2 $\text{kHz}/\mu\text{s}$. Aceasta înseamnă că pe întreaga bandă de captură ($\pm 1 \text{ kHz}$) nu vor apare diferențe mai mari de $\pm 0,5 \mu\text{s}$ între intrare și oscilatorul intern.

3.2.9. Blocul de coincidență

Funcționarea buclei de reglare a frecvenței oscilatorului intern față de sincroimpulsurile de linii aplicate la intrare este controlată de *blocul de coincidență*. Aceasta acționează pe două căi: controlează accesul impulsurilor de sincronizare linii către comparatorul de fază CP_1 și comută viteza de acționare a buclei *PLL* de sincronizare a oscilatorului intern.

În ceea ce privește accesul impulsurilor de sincronizare linii către comparatorul de fază CP_1 acesta se face după următoarele reguli:

(1) Pe timpul sincroimpulsurilor de sincronizare a cadrelor se blochează orice semnal către CP_1 . Prin aceasta se evită pătrunderea impulsurilor de egalizare de logică negativă (crestăturile de egalizare din impulsul de sincronizare a cadrelor).

(2) Se detectează starea de sincronizare. În caz pozitiv se introduce în bucla de reglare a oscilatorului o constantă de timp mare, capabilă să păstreze această stare chiar în prezența unor puternice perturbații. În plus, se admite accesul către comparatorul de fază CP_1 , numai a acelei porțiuni din semnalul de intrare care se suprapune în timp cu impulsul de întoarcere. Când sistemul este în sincronism, impulsul de sincronizare linii va fi întotdeauna regăsit în timpul duratei impulsului de întoarcere. În acest fel se elimină o bună bucată de timp în care nu ne așteptăm să vină nimic, decât cel mult impulsuri parazite.

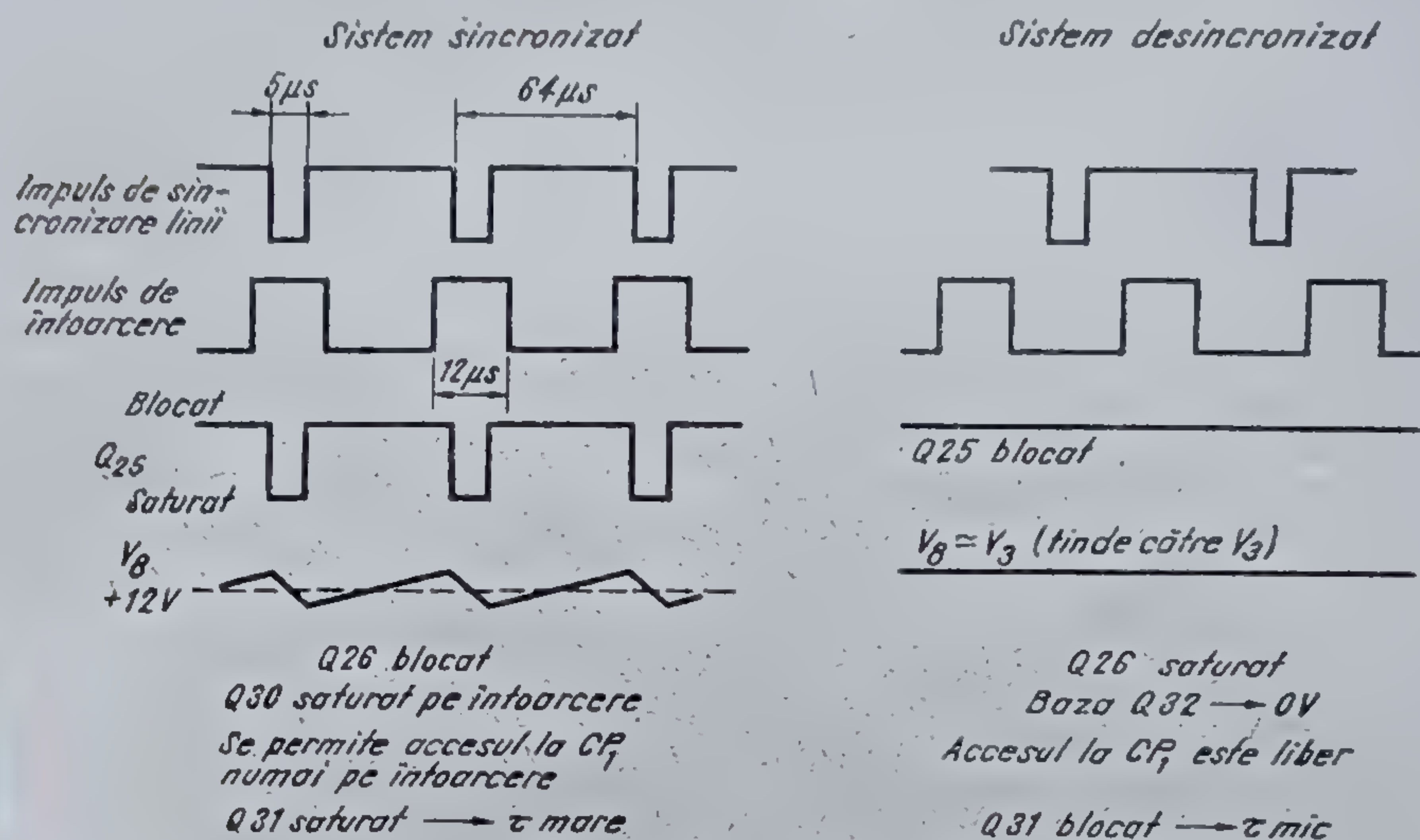
Când se constată că sistemul este desincronizat, bucla de reglare a oscilatorului intern se comută pe o constantă de timp mică ca să se poată achiziționa rapid starea de sincronizare. În tot acest timp, impulsul de sincronizare linii din intrare nu mai are o poziție fixă față de impulsul de întoarcere. El se poate găsi oriunde, și de aceea se admite accesul către comparatorul de fază CP_1 a întregului semnal.

Blocul de coincidență care execută operațiile de mai sus este prezentat în figura 3.33.

Pentru a satisface cerințele de la punctul (1) a fost realizat etajul format din tranzistoarele Q_{20} , Q_{22} . Este un etaj diferențial ce primește pe intrare (baza tranzistorului Q_{20}) trenul de impulsuri de sincronizare linii și cadre. Acest tren de impulsuri apare în colectorul tranzistoarelor Q_{20} și Q_{22} dacă ele sînt alimentate în emitoare de generatorul de curent Q_{18} . Însă Q_{18} nu injectează curent pe timpul impulsului de sincronizare cadre, așa cum a fost descris în § 2.2.4. Deci, din trenul de impulsuri introduse la intrare se decupează semnalele pe timpul sincroimpulsului de cadru. Impulsurile de linii ce apar la colectorul lui Q_{20} sînt conduse la intrarea comparatorului de fază CP_1 (baza tranzistorului Q_{23}).

Din ramura de colector a tranzistorului Q_{22} , impulsurile de sincronizare linii, inversate ca fază, sînt aplicate pe baza tranzistorului Q_{24} care este alimentat prin intermediul tranzistorului Q_{29} . Bazei tranzistorului Q_{29} i se aplică impulsul de întoarcere după cum se vede și pe diagrama din figura 3.34.

Dacă sistemul este sincronizat, impulsurile de sincronizare linii sînt mereu în coincidență cu impulsurile de întoarcere. Acestea comută tranzistorul Q_{25} astfel încît să fie saturat pe durata impulsurilor de sincronizare linii (5 μ sec) și blocat în afară (59 μ s). Condensatorul C_8 conectat din exterior la terminalul 8 se va încărca de la V_{cc} prin rezistența R_{35} timp de 59 μ s. și se va descărca practic la masă prin rezistența R_{114} timp de 5 μ s. Rezultă pe C_8 o formă de undă în dinți de fierăstrău, stabilă, a cărei valoare medie este mică, de aproximativ +1,2 V.



3.34 Forme de undă din blocul de coincidență.

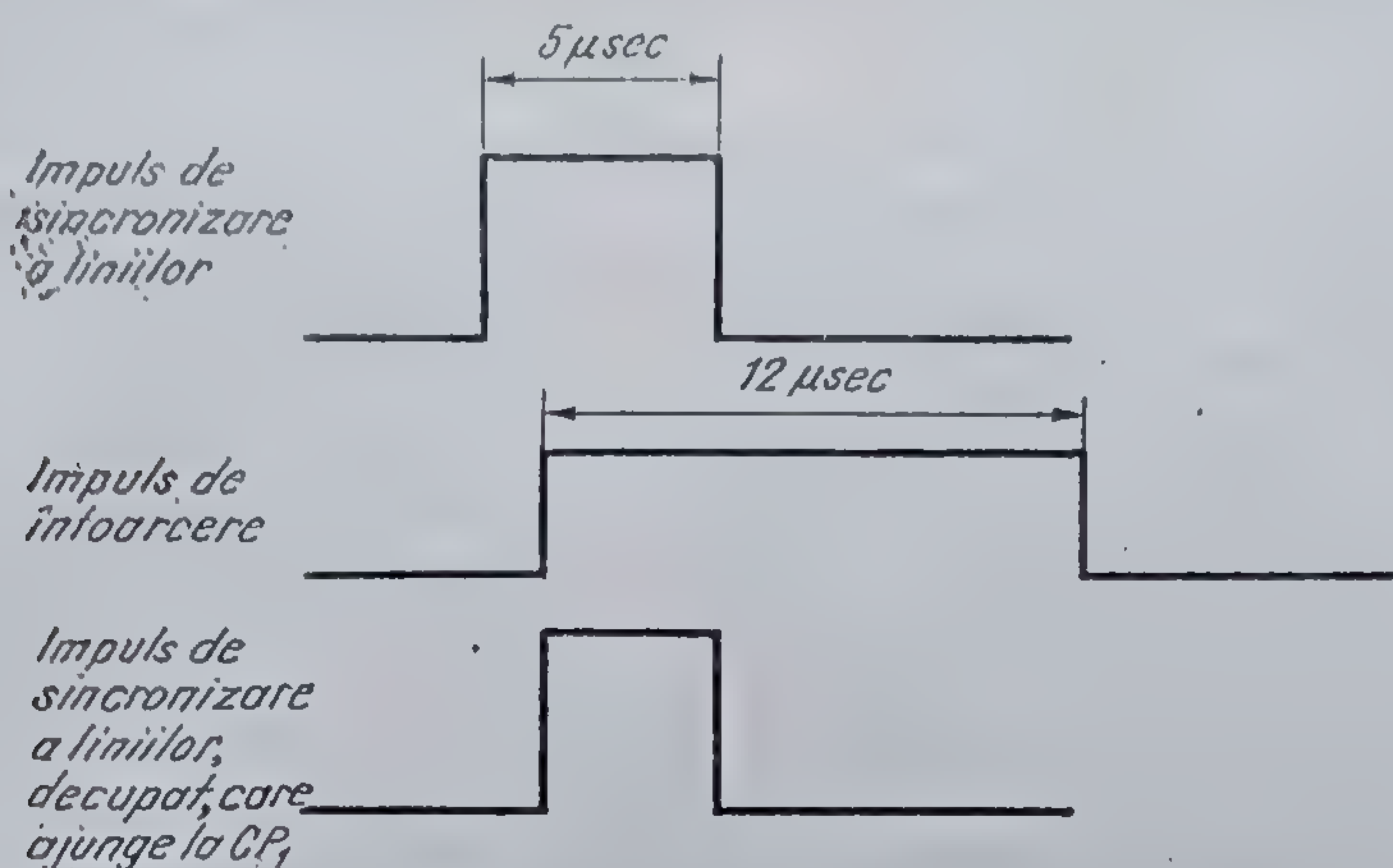
Grupul de tranzistoare Q_{27} , Q_{26} ce este atacat cu această tensiune va fi blocat. Așadar, accesul către comparatorul de fază este controlat numai de starea tranzistorului Q_{30} .

Se reamintește că dacă tranzistorul Q_{32} din comparatorul de fază CP_1 are baza polarizată la 0 V, el este blocat și atunci semnalul care ajunge pe baza lui Q_{23} determină funcționarea lui ca un generator de curent. Semnalul care se aplică bazei tranzistorului Q_{23} are o amplitudine ce depinde numai de rezistența R_{25} și valoarea generatorului de curent care atacă tranzistoarele Q_{20} , Q_{22} .

Atunci când tranzistorului Q_{32} i se aplică o tensiune de comandă mai mare decât cea a semnalului din baza lui Q_{23} , el îl blochează pe Q_{23} și astfel curentul furnizat comparatorului de fază se întrerupe. Generatoarele de curent I_1^+ și I_1^- se vor bloca iar tensiunea pe C_1 rămâne neschimbată (se descarcă ușor).

Când circuitul este desincronizat, tranzistorul Q_{25} este mult timp blocat. Între cele două unde, cărora li se verifică coincidența, există o diferență de frecvență, apărând un interval mare de timp ($52\mu s$) în care impulsul de sincronizare cade între impulsurile de întoarcere (Q_{25} blocat). O mică durată de timp ($12\mu s$) cele două impulsuri sînt accidental în coincidență și atunci tranzistorul Q_{25} are momente scurte de saturare ($5\mu s$).

Condensatorul C_8 caută să se încarce la V_{CC} prin rezistența R_{33} și din când în când este descărcat, tensiunea pe el tinzînd să scadă. Pe terminalul 8 apare o tensiune oscilantă de joasă frecvență a cărei valoare medie este mare și care niciodată nu scade sub valoarea de $+3,5V$ (fiindcă atunci diferența de frecvență ar fi mică și bucla ar captura). În această situație grupul tranzistoarelor Q_{27} , Q_{26} este deschis, cu Q_{26} saturat. Baza tranzistorului Q_{32} va sta la aproximativ 0 V, indiferent de starea tranzistorului Q_{30} și astfel comparatorul de fază CP_1 va fi liber să primească orice semnal care i se aplică pe bază.



3.35 Consecințele unui reglaj incorect al fazei din cauza neregării inelelor de centrare ale bobinei de deflexie sau a unui tub cinescop dezaxat electric din construcție.

Tranzistorul Q_{31} din schema din figura 3.33 comandă constanta de timp a comparatorului de fază. El nu poate avea decât două stări, saturat sau blocat și acestea sînt impuse — după cum se vede din diagrama 3.34 — de către starea de sincronizare.

Cînd tranzistorul Q_{31} este saturat, pentru generatoarele de curent I_1^+ și I_1^- condensatorul C_9 apare în paralel cu condensatorul C_4 . Dacă tranzistorul Q_{31} este blocat, în serie cu C_9 se adaugă rezistența R_{45} de $2\text{ k}\Omega$.

Prin adăugarea celor $2\text{ k}\Omega$ tot curentul injectat sau scos de către comparatorul de fază din terminalul 4 va fi suportat practic numai de către C_4 .

Observație. Odată circuitul sincronizat pe semnalul de intrare, cu ajutorul potențiometrului din terminalul 11, denumit *reglaj de fază*, se poate ajusta poziția în timp a impulsului de întoarcere față de impulsul de sincronizare a liniilor. Această operație se face de fapt pentru a centra poziția pe orizontală a imaginii TV pe rastrul tubului cinescop. Atunci cînd se execută acest reglaj trebuie întotdeauna avut în vedere ca impulsul de sincronizare să rămînă complet „sub” impulsul de întoarcere (vezi figura 3.3 și 3.6).

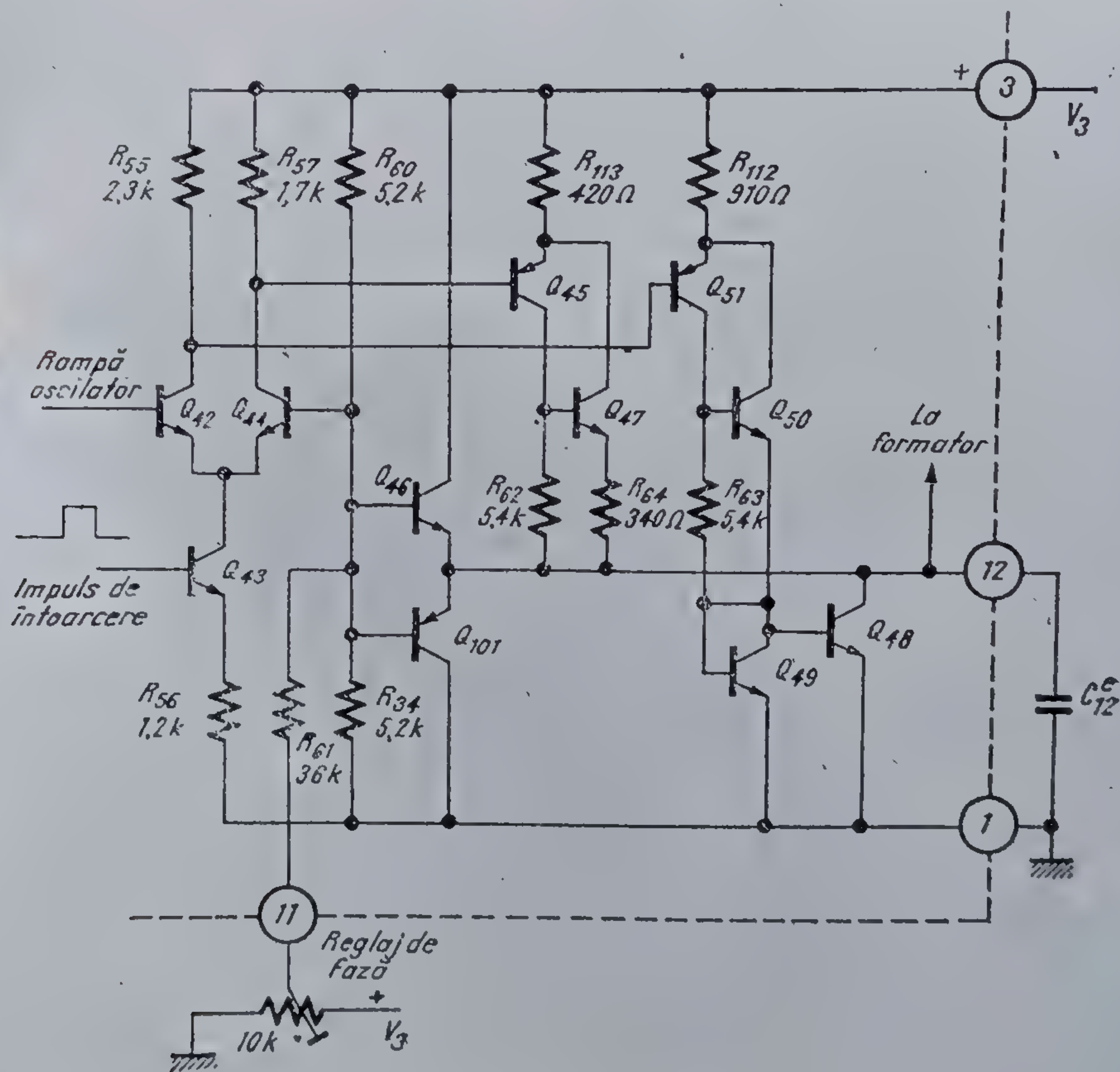
Se poate însă întîmpla ca efectuînd acest reglaj, o parte din impulsul de sincronizare să iasă „afară” din impulsul de întoarcere, ca în figura 3.35.

Din cauza acțiunii blocului de coincidență în comparatorul de fază se introduce un impuls de sincronizare efectiv mult mai îngust, decupat din adevăratul impuls de sincronizare. Un prim efect este o reducere drastică a benzii de captură, care poate merge pînă la pierderea sincronizării sau imposibilitatea ei.

Pentru a nu se ajunge la astfel de situații este necesară centrarea rastrului din inelele de centrare ale bobinei de deflexie în timp ce terminalul 11 este deconectat de la potențiometrul de reglaj al fazei. După centrarea din inele se va efectua reglajul din R_{11} pentru a „prelua” toți timpii de întîrziere din etajul prefinal și etajul final al baleiajului orizontal.

3.2.10. Comparatorul de fază CP_2

Comparatorul de fază CP_2 compară poziția în timp a impulsului de întoarcere față de oscilatorul intern din circuitul $TBA\ 950$. Compararea se face între momentul care corespunde mijlocului impulsului de întoarcere și momentul în care rampa crescătoare a oscilatorului intern trece prin tensiunea $V_3/2$. În conformitate cu cele expuse în § 3.2.8 se reamintește faptul că bucla PLL menține identitatea între momentul în care rampa crescătoare a oscilatorului trece prin $V_3/2$ și momentul corespunzător mijlocului sincroimpulsului de linii de la intrare. Astfel comparatorul de fază CP_2 compară de fapt indirect, prin intermediul oscilatorului intern, momentul care corespunde mijlocului impulsului de întoarcere cu momentul care cores-

3.36 Comparatorul de fază CP_2

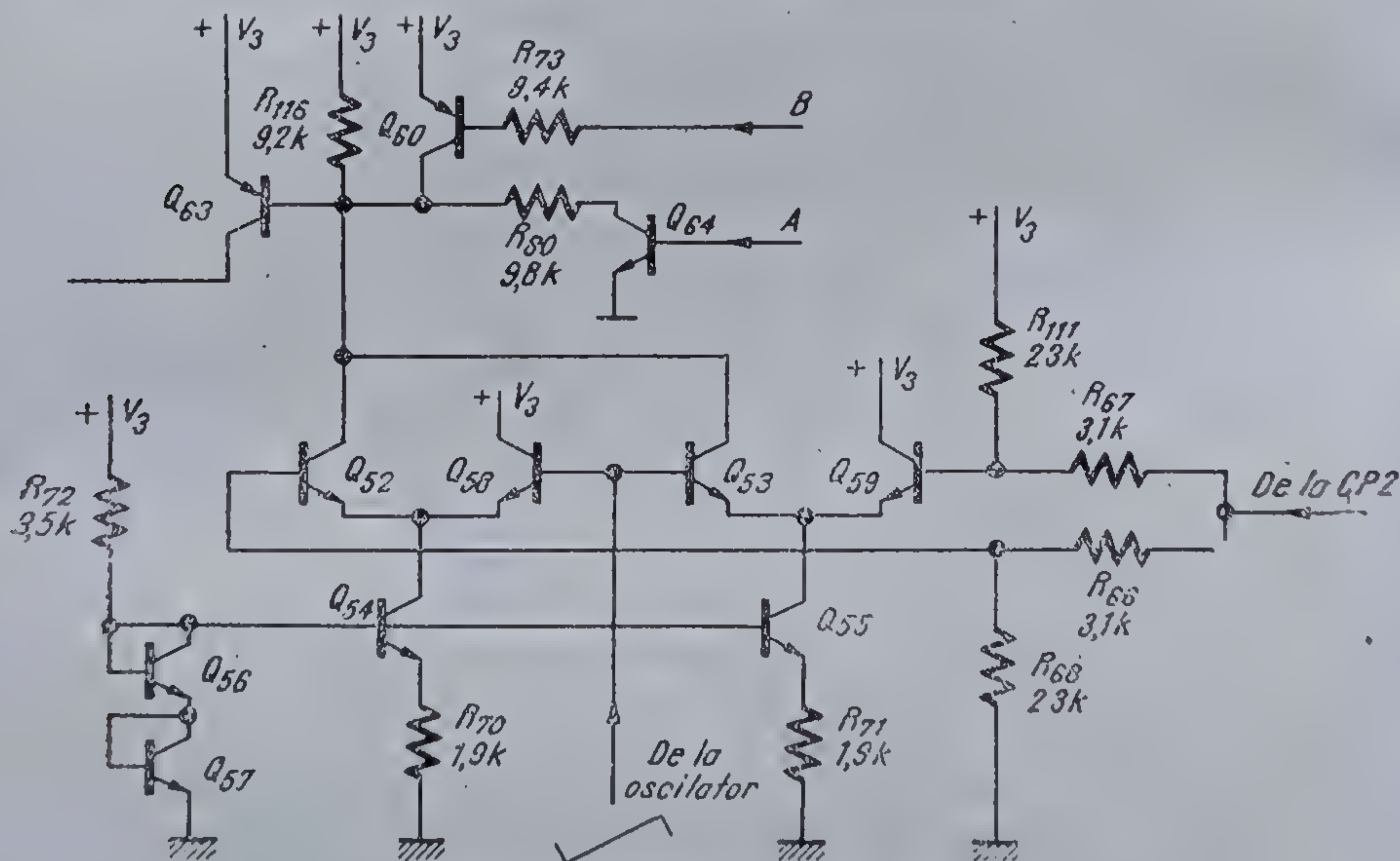
punde mijlocului sincroimpulsului de linii și livrează la ieșire o tensiune proporțională cu diferența în timp a acestora.

Schema electrică detaliată a comparatorului de fază CP_2 este dată în figura 3.36.

Din figura 3.36 se observă identitatea configurației circuitului cu schema comparatorului de fază CP_1 . Funcționarea este aceeași, cu deosebirea că la intrare în loc de impuls de sincronizare linii se aplică impulsul de întoarcere.

Dacă terminalul 11 este în gol (dezlipit de pe cursorul R'_{11}) se ia în considerație momentul când rampa crescătoare a oscilatorului intern trece prin tensiunea $V_3/2$. Acest punct poate fi ușor modificat în sus sau în jos prin varierea potențialului terminalului 11. Atunci când comparatorul de fază se găsește în regim staționar, reglajul tensiunii V_{11} este echivalent cu o defazare dreapta/stînga a impulsului de întoarcere față de mijlocul impulsului de sincronizare.

Pentru comparatorul de fază CP_2 , în afară de valorile rezistențelor utilizate care aduc valori diferite pentru curenții I_2^+ și I_2^- , față de comparatorul de fază CP_1 , mai apare o deosebire care constă în faptul că tensiunea terminalului 12 este limitată în amplitudine atât sus cît și jos la $\pm V_{BE}$ față de valoarea centrală care este $V_3/2$ (în cazul cînd terminalul 11 este în gol). Această limitare este introdusă cu ajutorul tranzistoarelor Q_{46} și Q_{101} care în mod normal stau blocate. Limitarea este o operațiune impusă de etajul ce urmează — formatorul — pentru a putea garanta că acesta va genera în orice condiții un impuls de ieșire avînd o lățime definită și constantă.

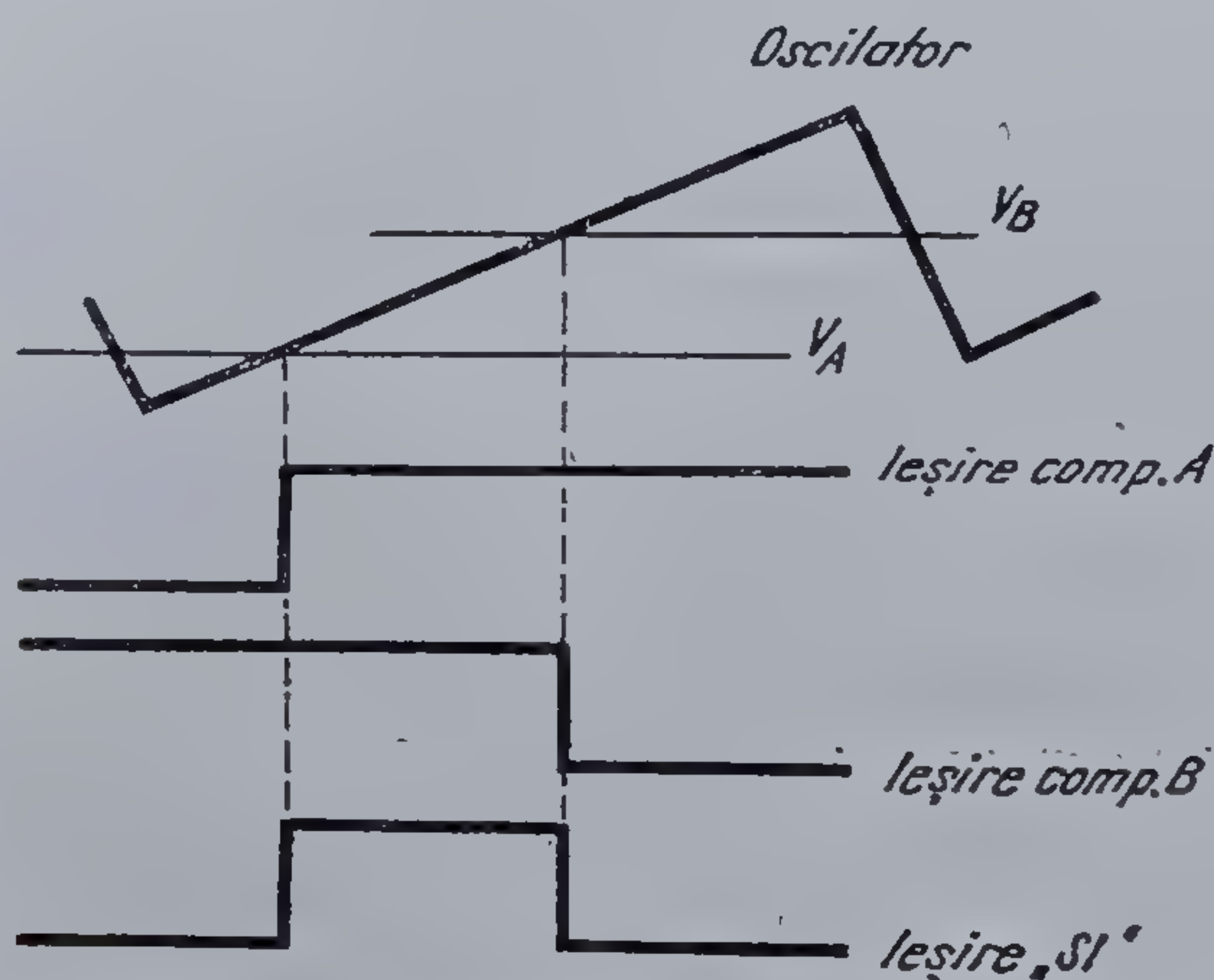
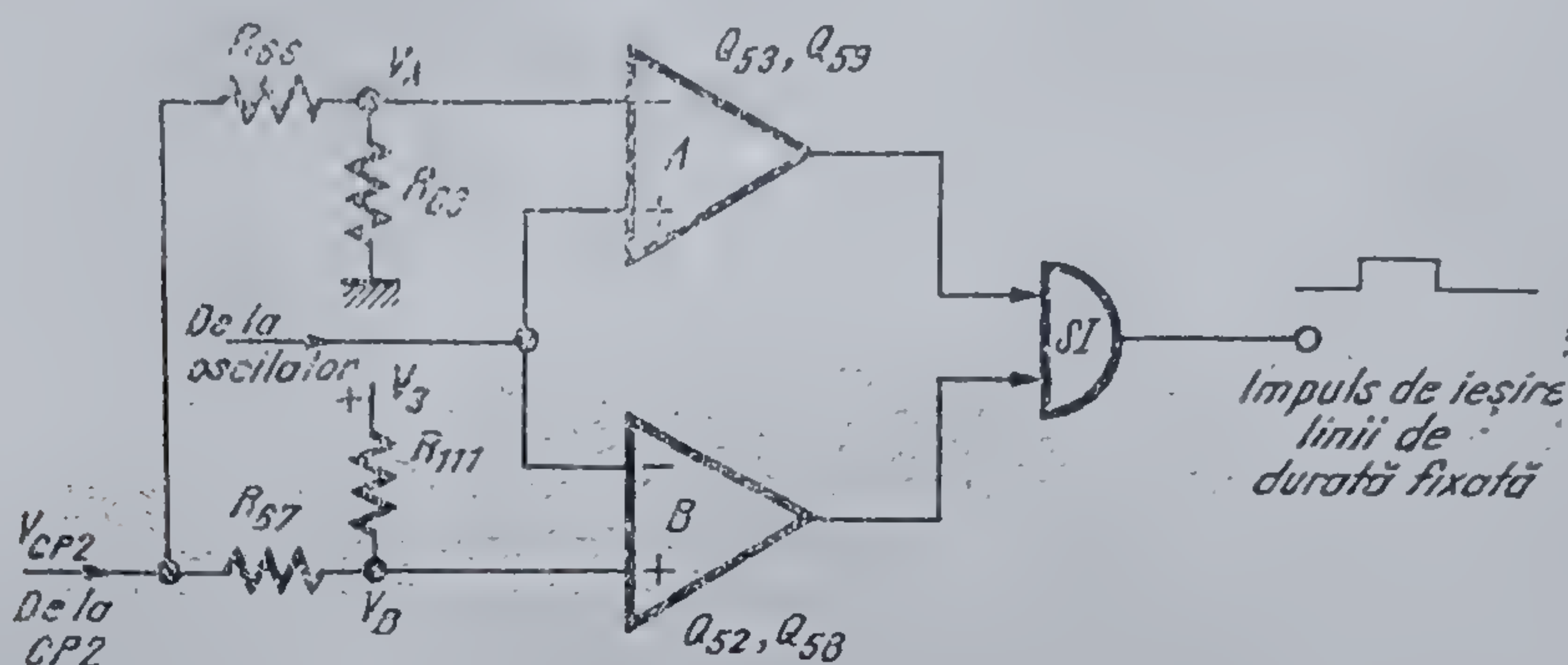


3.37. Schema electrică a formatorului.

3.2.11. Formatorul

Schema electrică detaliată este desenată în figura 3.37.

În esență formatorul este compus din două comparatoare diferențiale formate din tranzistoarele Q_{52} , Q_{58} și Q_{53} , Q_{59} . Rolul acestora este de a genera



3.38 Schema logică echivalentă a formatorului.

un impuls sincron cu forma de undă a oscilatorului, a cărui durată să fie fixă, dar a cărui poziție în timp față de oscilator să fie proporțională cu tensiunea continuă debitată de CP_2 . Cele două amplificatoare diferențiale compară forma de undă a oscilatorului intern cu tensiunea V_{CP2} dată de CP_2 , ponderată de rezistențele R_{66} , R_{68} respectiv R_{67} , R_{111} . Ieșirile celor două comparatoare sînt cuplate pentru a obține pe rezistența R_{116} , impulsul dorit. Funcționarea etajului poate fi ușor urmărită pe schema logică echivalentă din figura 3.38.

Comparatorul A primește pe intrarea (—) tensiunea de la CP_2 ponderată, stabilind ca prag de basculare valoarea:

$$V_A = \frac{R_{68}}{R_{66} + R_{68}} V_{CP2} \quad (3.24)$$

Atunci cînd tensiunea oscilatorului crește peste această valoare, ieșirea comparatorului A , va trece la nivel ridicat (H).

Comparatorul B primește pe intrarea (+) tensiunea de la CP_2 , apărînd însă un prag cu valoarea de:

$$V_B = V_{CP2} \frac{R_{67}}{R_{67} + R_{111}} (V \pm V_{CP2}) \quad (3.25)$$

adică:

$$V_B = \frac{R_{111}}{R_{67} + R_{111}} V_{CP2} + \frac{R_{67}}{R_{67} + R_{111}} V_3. \quad (3.26)$$

Atunci cînd tensiunea oscilatorului crește peste această valoare, lucrurile se petrec invers, ieșirea comparatorului B va trece la nivel „coborît” (L).

Pe tot parcursul rampei oscilatorului există o zonă în care cele două ieșiri din comparatoare stau la nivel logic „înalt” (H). Această porțiune este extrasă printr-un circuit logic „ȘI”, formîndu-se astfel impulsul dorit.

Se poate spune deci, că *durata impulsului de ieșire este egală cu timpul necesar rampei să crească de la tensiunea V_A la tensiunea V_B* (vezi diagrama din figura 3.38).

Deci durata impulsului t_2 va fi egală cu

$$t_2 = \frac{V_B - V_A}{v}, \quad (3.27)$$

unde s-a notat cu v viteza de creștere a rampei oscilatorului intern. Din cele expuse în § 3.2.5 despre oscilatorul local se poate scrie:

$$v = \frac{V_{PH} - V_{PL}}{6/7 T_0}, \quad (3.28)$$

unde V_{PH} și V_{PL} sînt valorile de vîrf-sus și respectiv vîrf-jos a oscilației oscilatorului. Folosind, pentru V_{PH} și V_{PL} , relațiile 3.13 și 3.14, rezultă:

$$v = \frac{\left[\frac{R_{95}}{R_{95} + R_{87}} - \frac{R_{88} || R_{95}}{(R_{88} || R_{95}) + R_{87}} \right] V_3}{6/7 T_0}. \quad (3.29)$$

Reunind relațiile 3.27 și 3.29, se obține:

$$t_2 = \frac{(V_B - V_A) 6/7 T_0}{\left[\frac{R_{95}}{R_{95} + R_{87}} - \frac{R_{88} || R_{95}}{(R_{88} || R_{95}) + R_{87}} \right] V_3}.$$

Înlocuind V_B și V_A cu expresiile lor din 3.24 și 3.25 și V_{CP2} cu $V_3/2$ (valoarea de echilibru cu terminalul 11 în gol) rezultă după cîteva calcule simple:

$$t_2 = \frac{6}{7} T_0 \frac{\left[\frac{R_{111} + 2R_{67}}{2(R_{67} + R_{111})} - \frac{R_{68}}{R_{68} + R_{69}} \right]}{\left[\frac{R_{95}}{R_{95} + R_{87}} - \frac{R_{88} || R_{95}}{(R_{88} || R_{95}) + R_{87}} \right]}. \quad (3.30)$$

Din relația 3.30 rezultă că durata impulsului are o valoare care depinde de rapoarte de rezistențe (rapoartele de rezistențe sînt stabile și reproductibile în tehnica circuitelor integrate) și este direct proporțională cu frecvența de oscilație a oscilatorului intern.

IPRS—BĂNEASA produce mai multe variante ale circuitului *TBA 950/940*, care diferă prin valoarea lățimii impulsului de ieșire. Aceasta se realizează modificînd valorile rezistențelor executate pe masca de bază.

Tensiunea V_{CP2} poate fi ajustată din exterior, printr-un potențiomtru conectat la terminalul 11. Aceasta atrage modificarea concertată a tensiunilor V_A și V_B , impulsul de ieșire putînd fi deplasat la dreapta sau la stînga de-a lungul pantei crescătoare a oscilatorului intern.

În consecință, se reglează faza impulsului de ieșire linii față de oscilatorului intern, păstrîndu-se însă constantă lățimea lui. Bineînțeles V_{CP2} nu poate fi modificat peste anumite limite, astfel încît V_A sau V_B să depășească vîrfurile de jos, respectiv de sus al oscilației în dinți de fierăstrău. Pentru a împiedica acest efect în schema comparatorului de fază CP_2 au fost prevăzute limitatoare de tensiune care permit un domeniu de reglaj de maximum $\pm 0,6$ V față de valoarea centrală $V_{CP2} = 0,5 V_3$.

Reveninînd la schema electrică reală (figura 3.37) a formatorului se observă că funcția *SI* a fost realizată prin legarea împreună la rezistența de sarcină, R_{116} , a colectoarelor tranzistoarelor Q_{52} și Q_{53} .

Pe durata impulsului format, nici tranzistorul Q_{52} și nici tranzistorul Q_{35} , nu conduc și pe rezistența R_{116} nu va apare nici o cădere de tensiune; tranzistorul Q_{63} rămînînd blocat. În afara impulsului va conduce fie Q_{52} , fie Q_{53} , provocînd deschiderea tranzistorului Q_{63} .

Nu trebuie uitat că forma de undă a oscilatorului are și o pantă rapid scăzătoare. În timpul acesteia, se poate naște o dublură a primului impuls. Această dublură este eliminată cu ajutorul tranzistorului Q_{64} . El este adus în saturație în timpul pantei scăzătoare a oscilației, direct de către triggerul Schmitt al oscilatorului intern (semnalul *A* din figura 3.22).

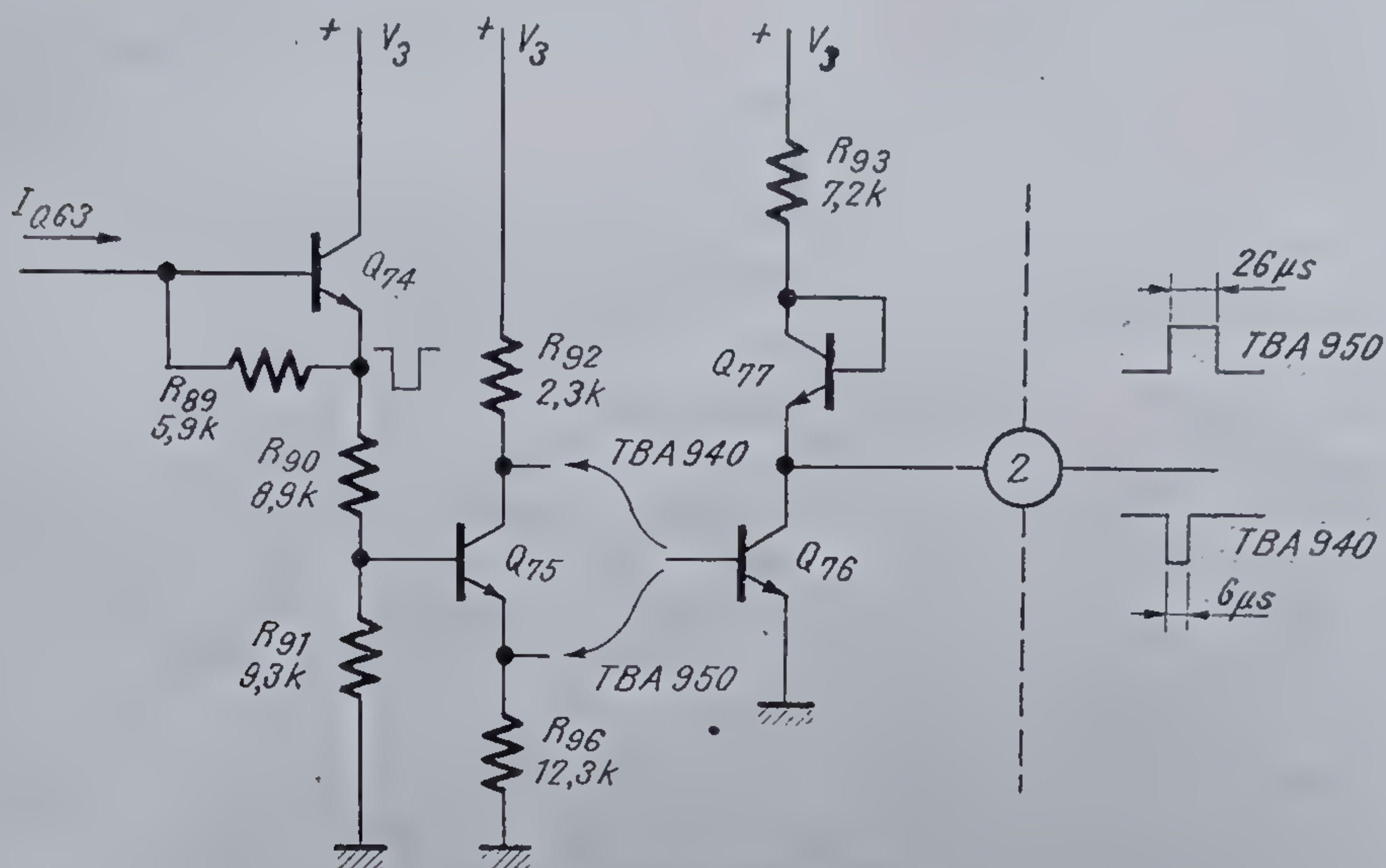
Celălalt tranzistor, Q_{60} oprește de asemenea generarea de impulsuri de către formator. Atunci cînd el este saturat, menține în orice condiții pe Q_{63} blocat. Tranzistorul Q_{60} este comandat de un semnal livrat de blocul care detectează starea de subalimentare a circuitului.

Astfel, el va bloca impulsurile de ieșire linii, cînd V_3 scade sub 4,5 V, de exemplu la oprirea televizorului.

3.2.12. Etajul de ieșire linii

Etajul de ieșire amplifică impulsul obținut de la formator, aducîndu-l la nivelele de tensiune necesare atacului etajului final. Acest circuit este desenat în figura 3.39.

Tranzistorul Q_{03} din figura 3.37 căutînd să-și injecteze curentul său de colector în baza tranzistorului Q_{74} , se va satura. Astfel, în afara duratei impulsului, baza tranzistorului Q_{74} se află aproximativ la potențialul alimen-



3.39 Etajul de ieșire linii.

tării. Evident, în timpul impulsului tranzistorul Q_{63} neconducând, nici Q_{74} nu va conduce. Astfel, în emitorul tranzistorului Q_{74} va apărea un impuls a cărui amplitudine va fi aproape egală cu tensiunea de alimentare.

Tranzistorul Q_{75} lucrează fie în regim inversor, fie ca repetor în funcție de punctul de pe care se culege tensiunea.

Aici apare o mare diferență între circuitele $TBA\ 950/1$, $TBA\ 950/2$ pe de o parte, și $TBA\ 940$ pe de altă parte.

La $TBA\ 950$, pentru a se obține un impuls pozitiv la ieșire pe terminalul 2 trebuie ca tranzistorul Q_{75} să nu inverseze faza. Deci, baza tranzistorului Q_{76} se va lega la emitorul lui Q_{75} .

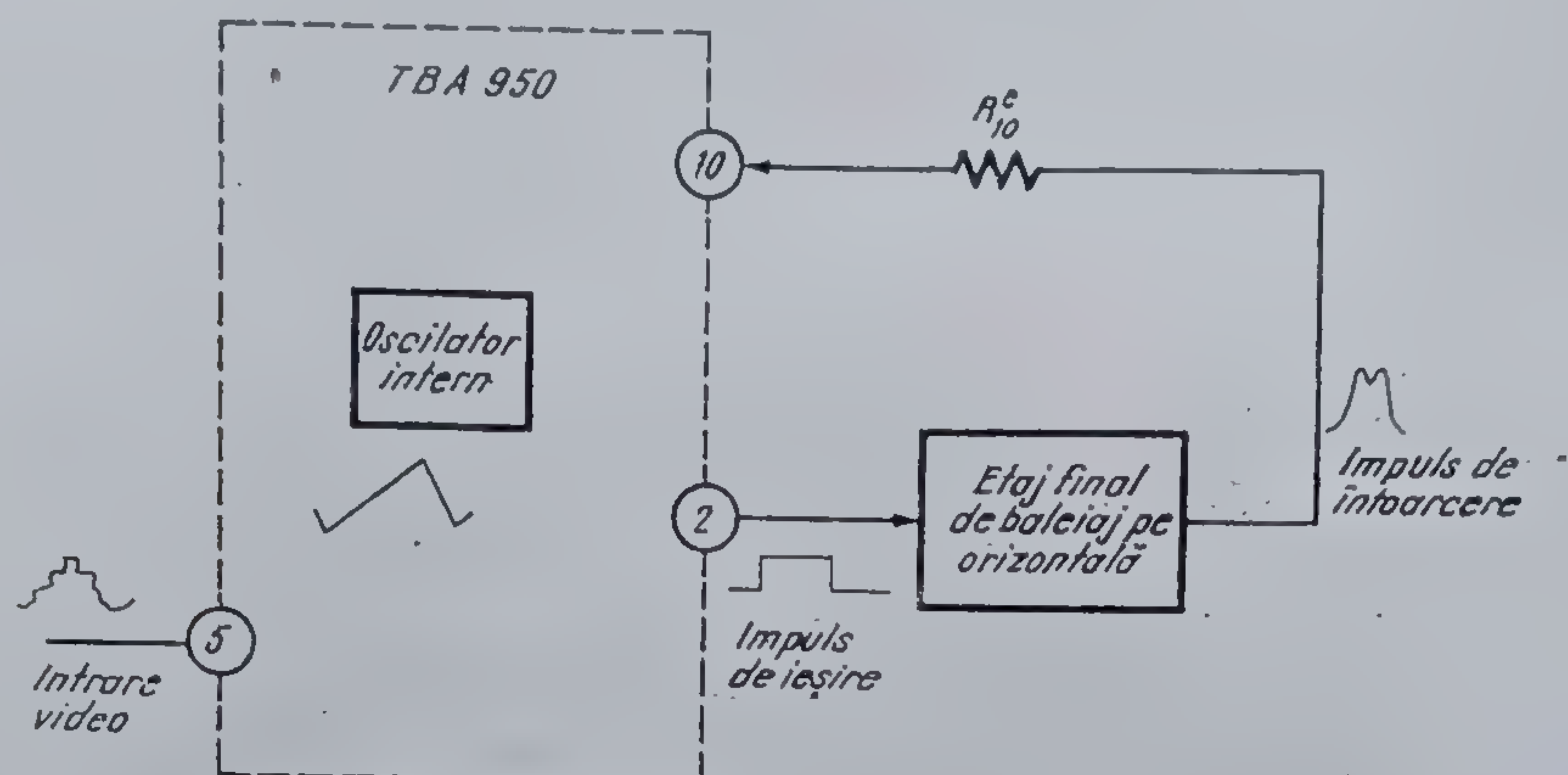
La $TBA\ 940$ se dorește pe terminalul 2 un impuls inversat. În acest caz baza tranzistorului Q_{76} se va conecta la colectorul lui Q_{75} .

Aceste legături sînt executate pe masca de metalizare a circuitului pentru a se obține în final varianta dorită.

Tranzistorul de ieșire Q_{76} este astfel dimensionat, încît atunci cînd el este saturat să rămînă în această stare chiar dacă trebuie să suporte 20 mA. Atunci cînd el este blocat, colectorul lui poate să suporte o tensiune de maximum 15 V.

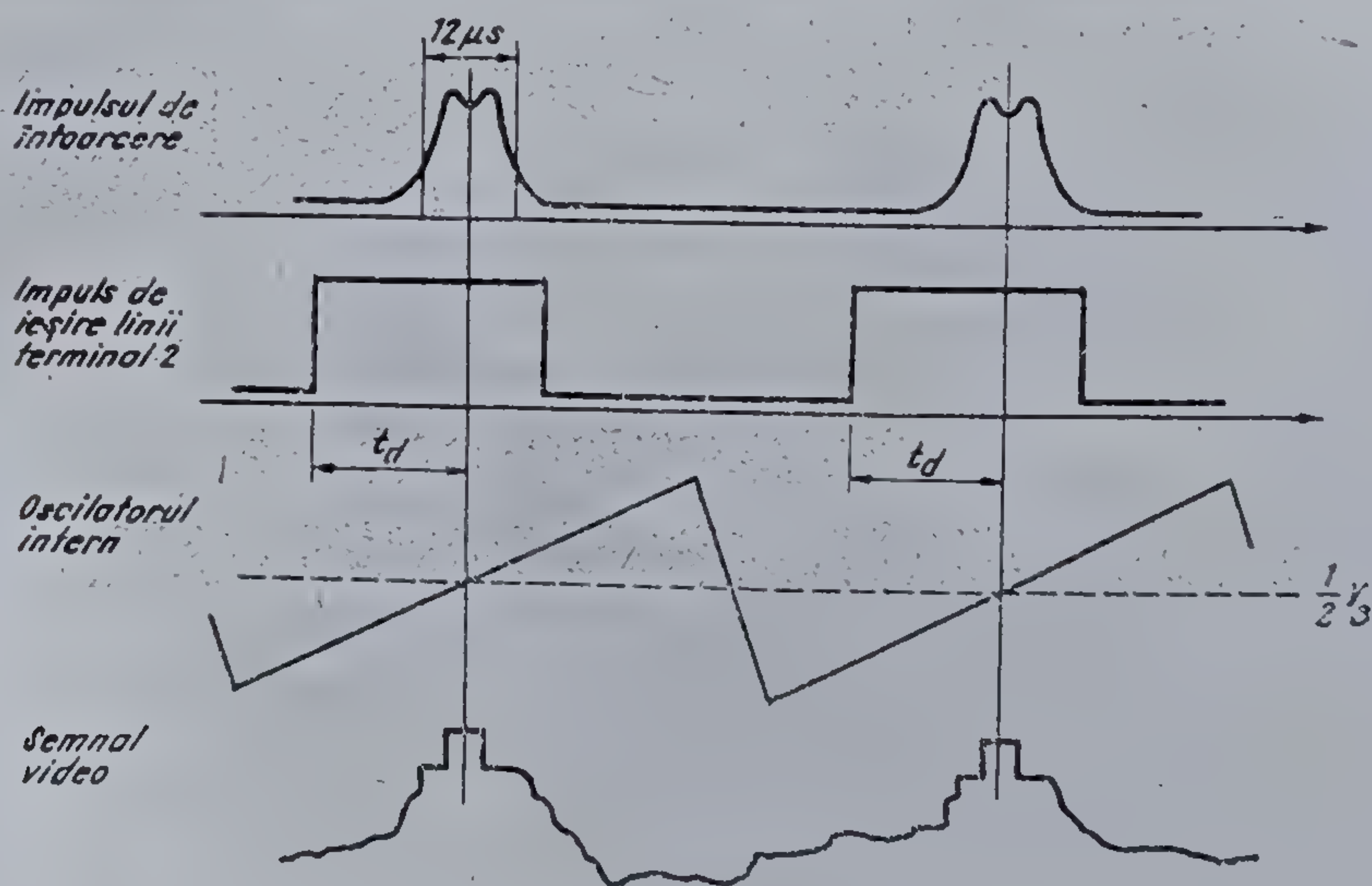
3.2.13. Reglajul fazei

Buclo de reglaj a fazei cuprinde în interiorul ei etajul final de baleiaj orizontal. În figura 3.40 s-a desenat acest etaj final ca un bloc care primește la intrare impulsul de ieșire de la terminalul 2 al circuitului $TBA\ 950$. Etajul final generează un impuls denumit impuls de întoarcere care se aplică prin R_{10}



3.40 Amplasarea etajului final în cadrul buclei de reglaj al fazei.

la terminalul 10 al circuitului TBA 950. Între aceste două impulsuri, impulsul de atac al etajului final și impulsul de răspuns al lui, există întotdeauna o diferență de timp, notată cu t_d pe figura 3.41. Această întârziere, t_d , depinde



3.41 Forme de undă pentru circuitul TBA 950.

de schema și componentele folosite la construcția etajului final de baleiaj pe orizontală. Pentru un etaj echipat cu tranzistorul final BU 205, o mare parte din timpul de răspuns este constituită din timpul de ieșire din saturație al tranzistorului. Timpul de stocare variază în limite destul de largi de la exemplar la exemplar, de la o schemă la alta și este puternic dependent de temperatura joncțiunii tranzistorului final. Prin urmare, întârzierea t_d este variabilă.

Analiza acestui timp t_d va fi reluată în paragraful 3.4 unde se va descrie mai amănunțit etajul final de baleiaj pe orizontală.

Totuși este necesar ca în orice condiții mijlocul impulsului de întoarcere să cadă pe mijlocul impulsului de sincronizare linii, conform diagramei din figura 3.41, adică spotul să se întoarcă la sfârșitul liniei.

Din cauză că timpul t_d este variabil și prost definit ca valoare, nu se poate stabili apriori în ce moment trebuie să fie generat impulsul de ieșire linii. Impulsul de ieșire linii trebuie să înceapă în acel moment în care impulsul de întoarcere coincide cu impulsul de sincronizare linii din semnalul video complex, respectiv când tensiunea oscilatorului intern atinge $1/2 V_3$ (considerînd prima buclă deja sincronizată).

Comparatorul de fază CP_2 din *TBA 950* compară poziția în timp a impulsului de întoarcere cu momentul când tensiunea oscilatorului intern atinge $1/2 V_3$. Diferența de fază dintre aceste două momente crează o tensiune de curent continuu pe condensatorul C_{12} . În funcție de mărimea acestei tensiuni etajul formator din *TBA 950* generează un impuls de ieșire care este avansat sau întîrziat în timp față de oscilatorul intern, compensînd astfel variația timpului t_d .

În acest fel oricare ar fi valoarea timpului de întîrziere a etajului final (t_d), mijlocul impulsului de întoarcere va coincide mereu cu mijlocul impulsului de sincronizare linii din semnalul video complex.

În foaia de catalog există un parametru global care indică calitatea reglării și anume: sensibilitatea comparatorului de fază CP_2 , $\Delta t_d / \Delta t_P \simeq 20$.

Această mărime arată că dacă timpul t_d variază cu $1 \mu s$ mijlocul impulsului de întoarcere se va decala cu numai $1/20 \mu s$ față de poziția lui inițială.

3.3. Parametri

3.3.1. Performanțele circuitului ^{2,3}

Mărimile care caracterizează circuitul integrat *TBA 950* sînt date în tabelul 3.1.

Valorile limită absolute trebuie respectate cu strictețe deoarece depășirea lor provoacă procese distructive ireversibile în structura circuitului integrat, determinînd de obicei defectarea sa catastrofală.

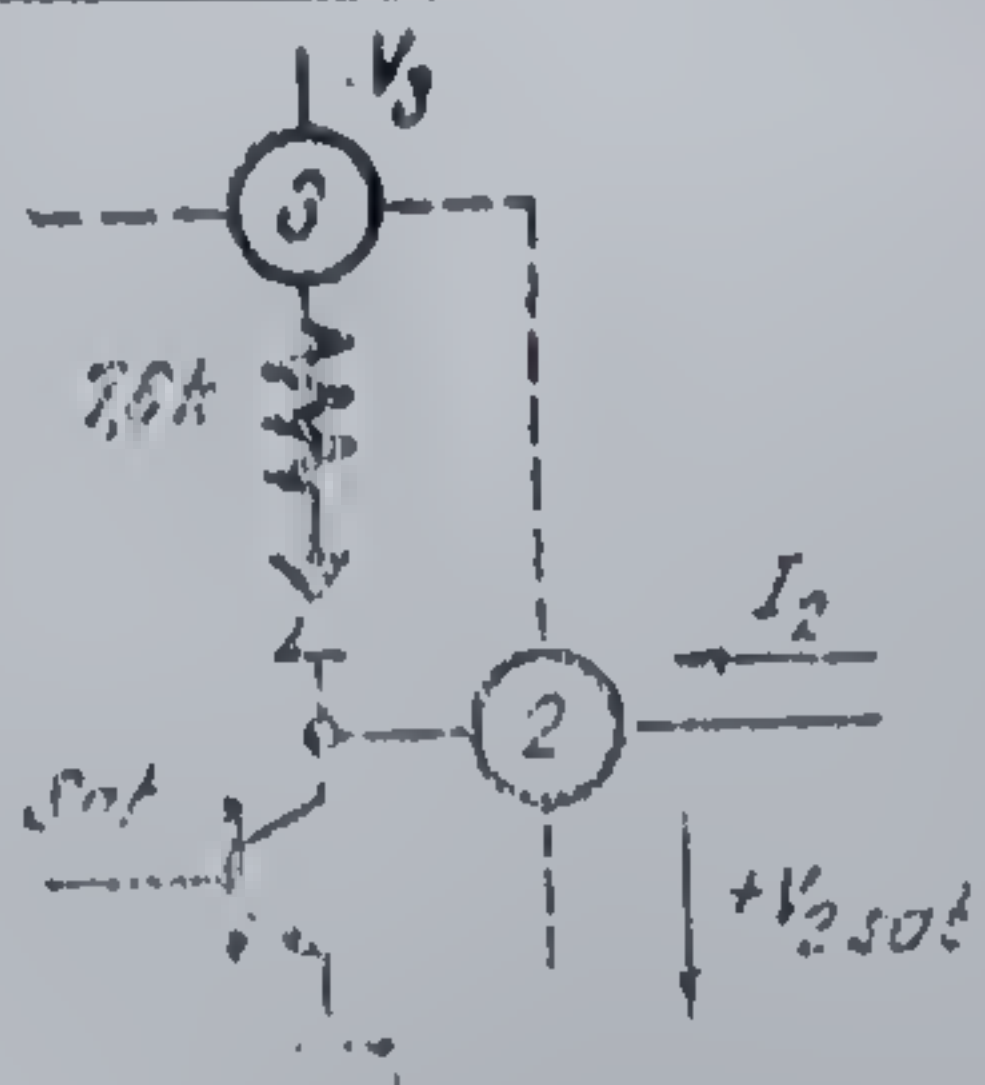
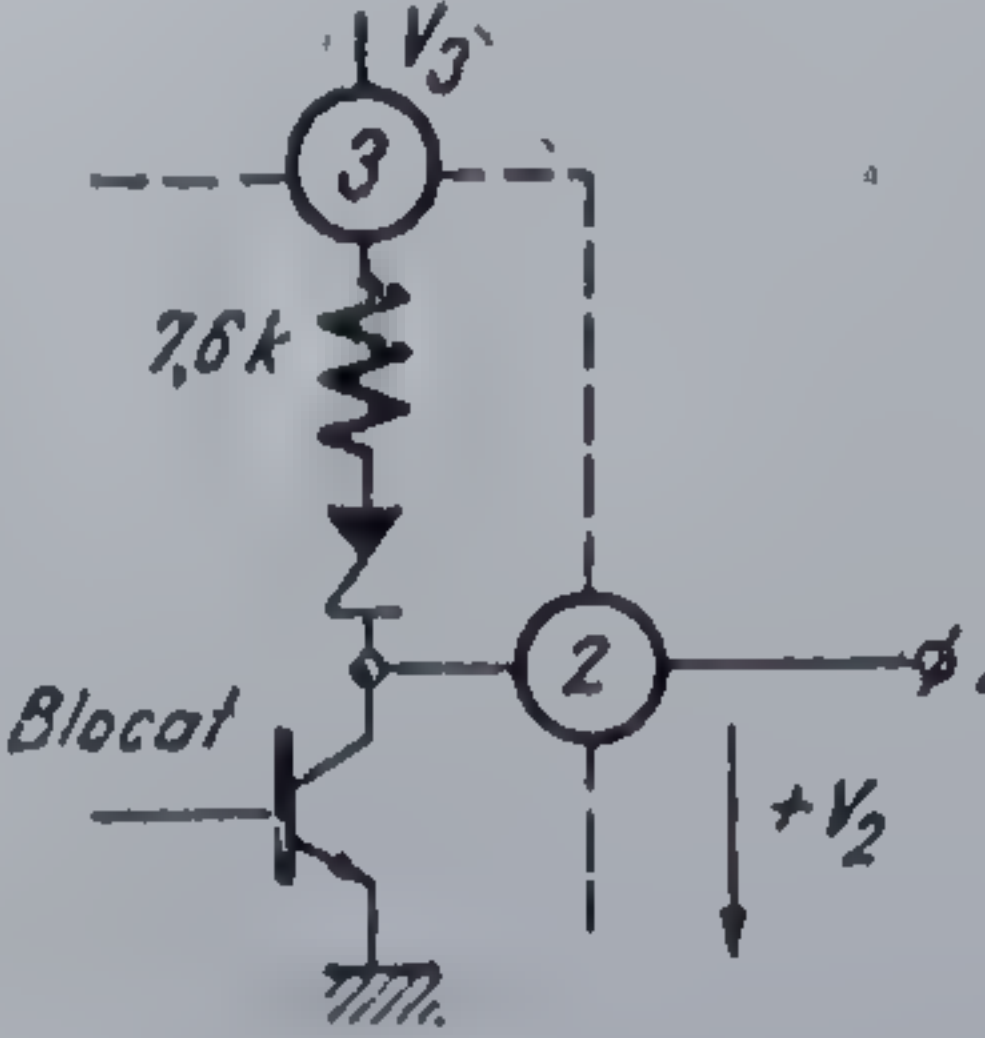
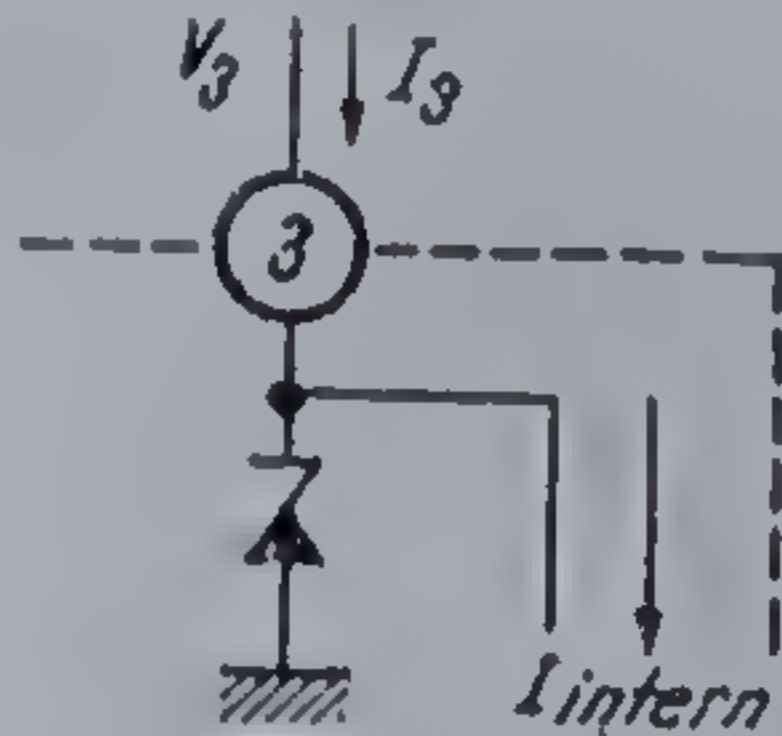
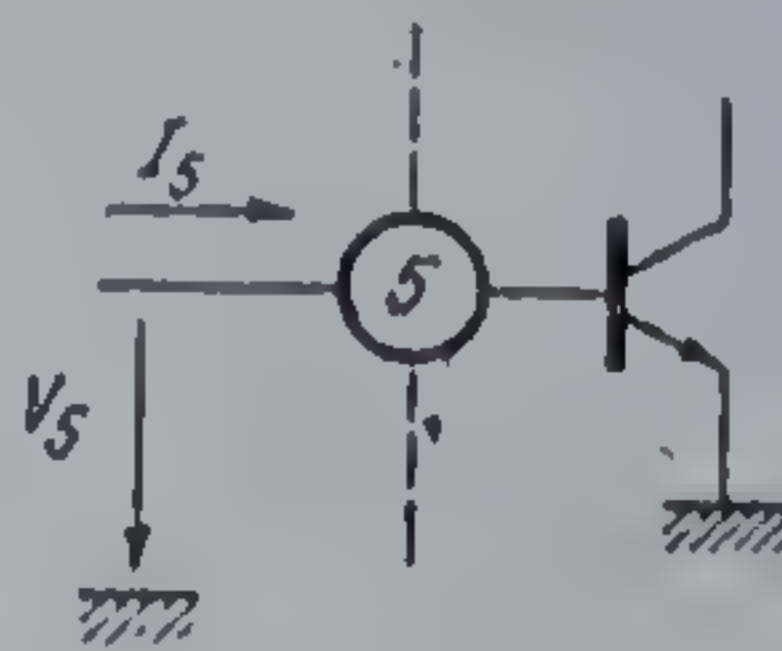
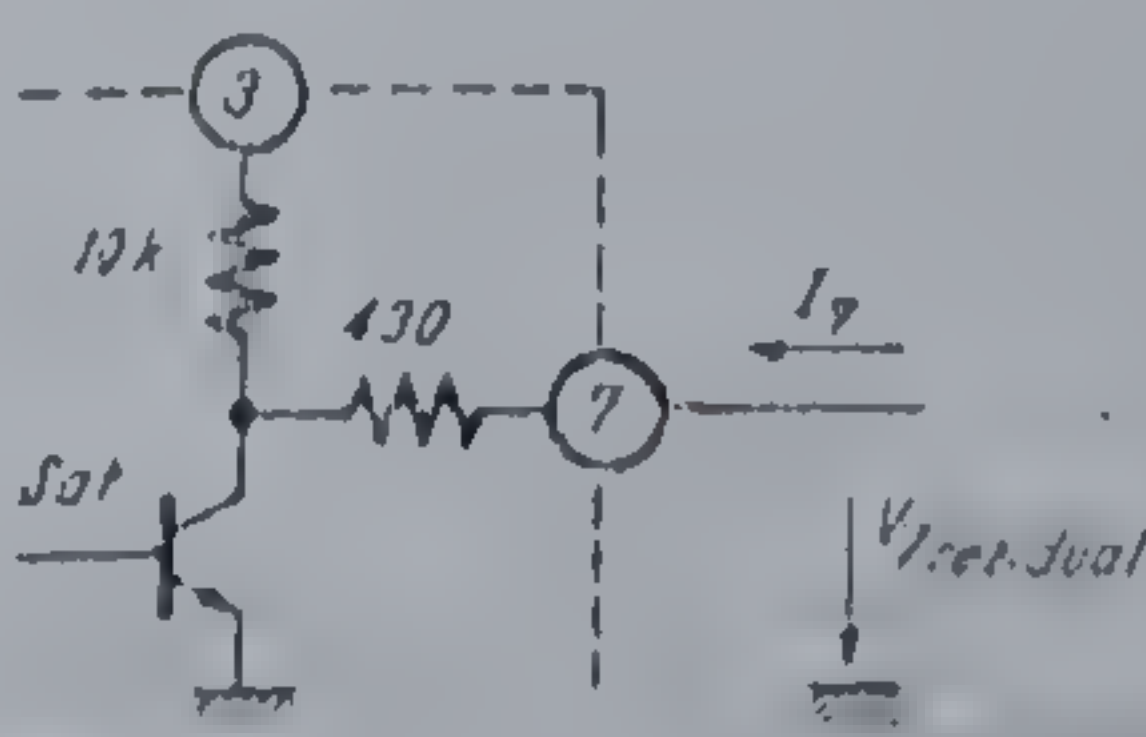
3.3.2. Măsurări la fabricant

Măsurarea circuitului *TBA 950* în condițiile fabricației de mare serie de la *IPRS—BĂNEASA* impune utilizarea unor metode automate de măsură și interpretare. În acest scop se utilizează un sistem automat de testare comandat de un calculator, construit în *IPRS—BĂNEASA*. Configurația

Tabelul 3.1

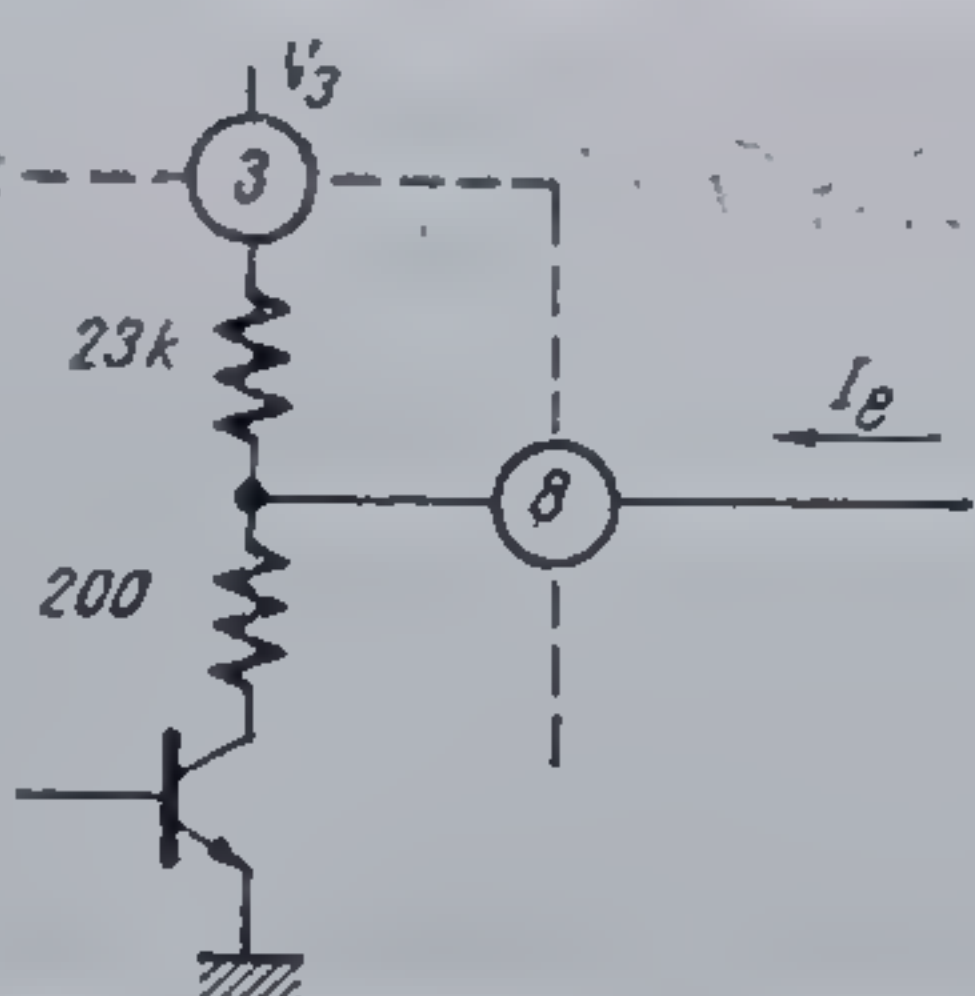
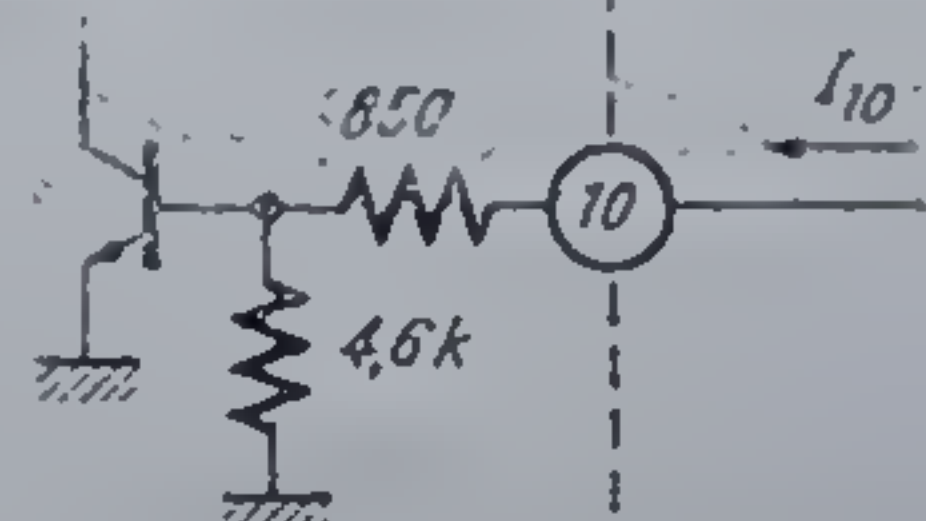
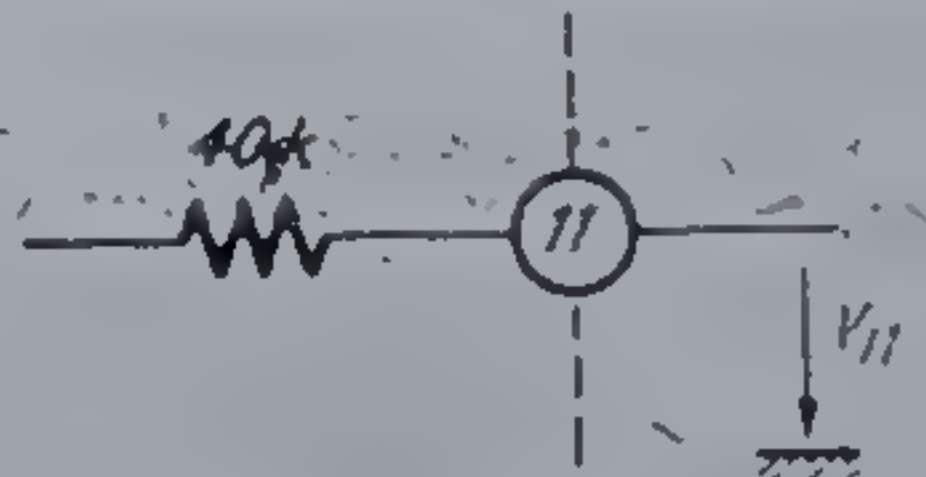
TBA 950/1, TBA 950/2, TBA 940
SINCROPROCESOR TV

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Terminal	Valori limită absolută
2	 <p> $I_{2 \max} = 20 \text{ mA}$ $V_{2 \text{ sat} 20 \text{ mA}} \leq 0,8 \text{ V}$ </p>
	 <p> $V_{2 \max} = 15 \text{ V}$ </p>
3	 <p> $I_{3 \max} = 50 \text{ mA}$ $I_{3 \min} = 27 \text{ mA}$ </p>
5	 <p> $I_{5 \max} = 2 \text{ mA}$ $V_{5 \max} = -6 \text{ V}$ </p>
7	 <p> $I_{7 \max} = 2 \text{ mA}$ $V_{7 \text{ residual} 2 \text{ mA}} \leq 1,5 \text{ V}$ </p>

Tabelul 3.1. (continuare)

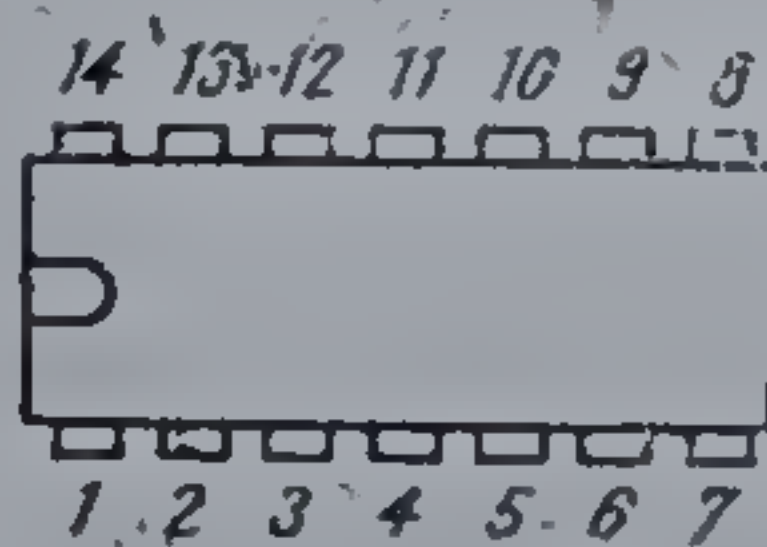
TBA 950/1, TBA 950/2, TBA 940

Terminal	Valori limită absolută
8	 $I_{8\max} = 2\text{ mA}$
10	 $I_{10\max} = 2\text{ mA}$ $I_{10\min} = 0,2\text{ mA}$
11	 $V_{11\max} = +V_3$ $V_{11\min} = 0\text{ V}$

Temperatura de stocare $-25^{\circ}\text{C} \dots +60^{\circ}\text{C}$ Temperatura de funcționare $0^{\circ}\text{C} \dots +60^{\circ}\text{C}$ Notă: Valoarea tuturor rezistențelor indicate este afectată de o toleranță de $\pm 30\%$.

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

TBA 950/1, TBA 950/2, TBA 940



Capsula TO 116

vedere de sus

- | | |
|---------------------|-------------------------------------|
| 1. Masa | 8. Condensator detector coincidență |
| 2. Ieșire linii | 9. Ieșire detector coincidență |
| 3. Alimentare | 10. Intrare impuls de întoarcere |
| 4. Filtru CP_1 | 11. Reglaj fază |
| 5. Intrare video | 12. Filtru CP_2 |
| 6. Ieșire separator | 13. Oscilator intern |
| 7. Ieșire cadre | 14. Reglaj oscilator |

Tabelul 3.1. (continuare)

TBA 950/1, TBA 950/2, TBA 940

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$)

Parametrul (Nota 1)	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea stabilizată	V_3	$I_3 = 40 \text{ mA}$	8,9		10,5	V
Curentul de alimentare	I_3		35		50	mA
Curentul de demaraj (Nota 2)	I_{3D}	$f_0 = 15.625 \pm 20\%$			27	mA
Tensiunea de alimentare sub care nu apar impulsuri linii	V_{3D}			4,5		V
Semnalul video la intrare	V_5		1	3	6	V_{vv}
Curentul de comutare pentru intrarea video	I_5		10		2000	μA
Curentul de pierderi al intrării video	$-I_5$	$V_5 = -5 \text{ V}$			1	μA
Amplitudinea impulsurilor la ieșirea cadre	V_7	$R_S = 10 \text{ k}\Omega \rightarrow \frac{1}{1111}$	3			V
Saturația la ieșirea cadre	$V_{7 \text{ sat}}$	$I_{7 \text{ injectat}} = 1 \text{ mA}$			1,2	V
Întârzierea pe fronturile anterioare a sincrocadrului	t_1		7	12	22	μs
Curentul de comutare pentru impulsul de întoarcere	I_{10}		0,2		2	mA
Amplitudinea impulsurilor la ieșirea linii	V_2	$R_S = 10 \text{ k}\Omega \rightarrow \frac{1}{1111}$	3			V
Saturația la ieșirea linii	$V_{2 \text{ sat}}$	$I_{2 \text{ injectat}} = 20 \text{ mA}$			0,8	V
Durata impulsului la ieșirea linii	t_2	$f_0 = 15.625 \text{ Hz}$				
TBA 950/1			22		26	μs
TBA 950/2			24		28,5	μs
TBA 940			4		8	μs
Tensiunea terminalului 8 pentru comutarea blocului de acces	V_8			2,4		V
Rezistența de încărcare a condensatorului din terminalul 8				23		$\text{k}\Omega$
Rezistența de descărcare a condensatorului din terminalul 8				200		Ω
Rezistența comutatorului constantei de timp din terminalul 9		$V_8 > 2,4 \text{ V}$ $V_8 < 2,4 \text{ V}$		2 150		$\text{k}\Omega$ Ω
Pragul de sus al oscilatorului de linii	V_{13H}			0,62		$\times V_3$
Pragul de jos al oscilatorului de linii	V_{13L}			0,38		$\times V_3$

Tabelul 3.1 (continuare)
TBA 950/1, TBA 950/2, TBA 940

Parametrul (Nota 1)	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Curentul de încărcare pentru oscilator	I_{13}^+	fără semnal video $R_{14}^e = 10,5 \text{ k}\Omega$		0,4		mA
Curentul de descărcare pentru oscilator	I_{13}^-	fără semnal video, $R_{14}^e = 10,5 \text{ k}\Omega$		2,9		mA
Tensiunea la terminalul 14	V_{14}	fără semnal video		0,5		$\times V_3$
Frecvența de oscilație liberă (Nota 3)	f_0	$R_{14}^e = 10,5 \text{ k}\Omega$ $C_{13}^e = 10 \text{ nF}$	-10%	15.625	+10%	Hz
Domeniul de ajustare	$\frac{\Delta f}{f_0}$	$f_0 = 15.625 \text{ Hz}$		± 12		%
Sensibilitatea controlului frecvenței	$\frac{\Delta f_0}{\Delta I_{14}}$	$f_0 = 15.625 \text{ Hz}$		35		$\frac{\text{Hz}}{\mu\text{A}}$
Domeniul tensiunii de control pentru comparatorul de fază 1	ΔV_4			± 1		V
Curenții de control la comparatorul de fază 1	I_4			$\pm 1,3$		mA
Ciștigul primei bucle PLL	$\frac{\Delta f}{\Delta t}$			2		$\frac{\text{kHz}}{\mu\text{s}}$
Banda de captură	B_C	$f_0 = 15.625 \text{ Hz}$	± 500	± 800		Hz
Banda de menținere	B_M	$f_0 = 15.625 \text{ Hz}$	± 500	± 800		Hz
Domeniul tensiunii de control pentru comparatorul de fază 2	ΔV_{12}			$\pm 0,6$		V
Curenții de control la comparatorul de fază 2	I_{12}^+ I_{12}^-			2,3 1,7		mA mA
Întârzierea permisă între frontul anterior al impulsului de ieșire linii și frontul anterior al impulsului de intrare	t_d				20	μs
Întârzierea dintre mijlocul impulsului de ieșire linii și mijlocul impulsului de intrare	t_P	$f_0 = 15.625 \text{ Hz}$ $t_d = 15 \mu\text{s}$ terminalul 11 în gol	-2		4,5	μs
Sensibilitatea comparatorului de fază 2	$\frac{\Delta t_d}{\Delta t_P}$			20		

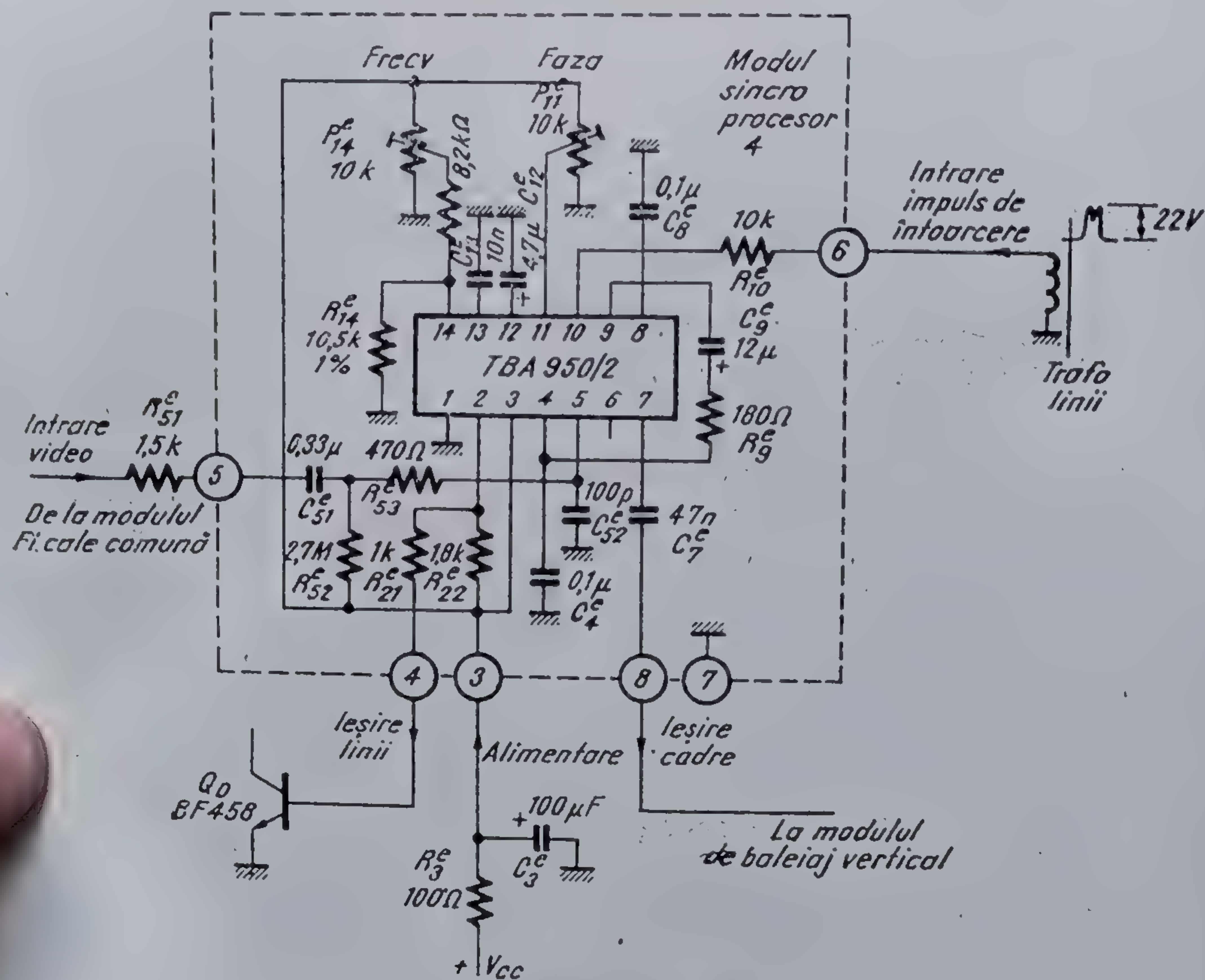
Nota 1: Acești parametri sînt măsurați cu circuitul de test din figura 3.42.

Nota 2: Curentul de demaraj se definește ca fiind curentul necesar terminalului 3 pentru ca circuitul să funcționeze. Funcționarea se verifică dacă la terminalul 2 apare o oscilație dreptunghiulară de frecvență $15.625 \pm 20\%$ Hz.

Nota 3: Se exclud toleranțele pieselor exterioare, R_{11}^e și C_{11}^e .

Încadrarea acestor parametri în limitele impuse de norma internă sau foaia de catalog garantează buna funcționare a circuitului într-un receptor de televiziune.

Mulți alți parametri electrici sînt măsurați prin prelevare. Este vorba de o categorie de măsurători mult mai fine, ce nu pot fi executate bucată cu bucată și a căror influență este de ordin secundar în funcționarea schemei. De regulă acești parametri rămîn practic constanți pentru o proiectare și o tehnologie de fabricație dată.



3.44 Schema de utilizare a circuitului TBA 950/2.

3.3.3. Măsurări la utilizator

În figura 3.44 este prezentată schema tipică a modului sincroprocesor dintr-un televizor care va fi descrisă în paragraful următor. Integritatea acestui modul poate fi verificată prin două serii relativ simple de măsurători:

- Pentru prima serie de măsurători este necesar un voltmetru obișnuit de curent continuu. Tensiunile medii măsurate pe un modul bun

În funcționare, cu semnal bun în antenă, sînt date în continuare:

Terminalul	Tensiunea (V)
2	1,7
3	9,4
4	4,7
5	—0,6 ... —1,5
8	1,3
11	4,7
12	4,7
13	4,7
14	4,7

La celelalte terminale nu se mai pot obține informații relevante, deoarece:

- la terminalul 6 apare un semnal sincrocomplex separat din semnalul video a cărui valoare depinde de tipul instrumentului cu care se măsoară;
- la terminalul 7, impulsurile de sincronizare a cadrelor au o valoare medie redusă, nemăsurabilă;
- la terminalul 10, nu se pot face măsurători de curent continuu semnificative.

Pentru a stabili prezența impulsurilor de întoarcere la intrarea în modul se va conecta voltmetrul la terminalul 6 al conectorului modulului. Dacă impulsurile nu ajung pînă aici, tensiunea de c.c. va fi zero.

Valorile tensiunilor de curent continuu măsurate sînt corecte cu următoarele observații:

- tensiunea la terminalul 5 al circuitului integrat variază în funcție de semnalul video complex primit. În situația *fără semnal* ea este de circa +0,6 V, devine negativă (—0,3 ... —0,8 V) cînd *semnalul este mic* și ajunge la —1,5 V la *semnal normal*. Această tensiune depinde de asemenea de conținutul imaginii transmise;
- la terminalul 8 tensiunea poate avea o dispersie cuprinsă între 1,1 și 1,4 V. Atunci cînd televizorul este la limita de sincronizare această tensiune crește ușor la 1,6 ... 2 V, imaginea păstrîndu-se stabilă;
- la terminalul 11 tensiunea depinde de reglajul de fază. În tabel s-a dat tensiunea pentru potențiometrul așezat în poziția mediană;
- terminalul 14 are o tensiune cuprinsă între 4,2 — 4,8 V. Valoarea sa depinde de poziția potențiometrului din care se ajustează frecvența centrală;
- tensiunea de alimentare a terminalului 3 poate fi cuprinsă între +8,6 și 10 V. De această tensiune depind proporțional tensiunile la terminalele 4, 12, 13, 14 care sînt aproximativ jumătate din tensiunea pe terminalul 3.

b. A doua grupă de măsurători necesită un osciloscop de minimum 10 MHz, de preferat cu două canale.

* În figura 3.45 se indică oscilogramele unui modul bun dintr-un televizor care funcționează corect cu un semnal bun în antenă.

În legătură cu formele de undă prezentate în figura 3.45 se fac următoarele observații:

- la terminalul 5 (intrarea în circuitul *TBA 950*) se poate vizualiza *semnalul video complex* așa cum sosește din demodulatorul video, axat pe o componentă continuă de circa $-1,5\text{ V}$;
- la terminalul 9 se vizualizează aceeași formă de undă care apare și la terminalul 4;
- la terminalul 14 se poate vedea aceeași oscilogramă ca și cea din terminalul 4, însă micșorată cu circa 40% ca amplitudine alternativă vîrf la vîrf, axată pe componentă continuă de $4,7\text{ V}$;
- în lipsa semnalului video complex din intrare, tensiunea terminalului 4 este numai de c.c., fără nici o componentă alternativă. În același timp lipsesc impulsurile de la ieșirea 7 — cadre;
- în lipsa impulsului de întoarcere oscilograful conectat la terminalul 8 arată numai o componentă continuă egală cu tensiunea de alimentare de pe terminalul 3 fără nici un alt semnal alternativ suprapus.

3.4. Aplicații

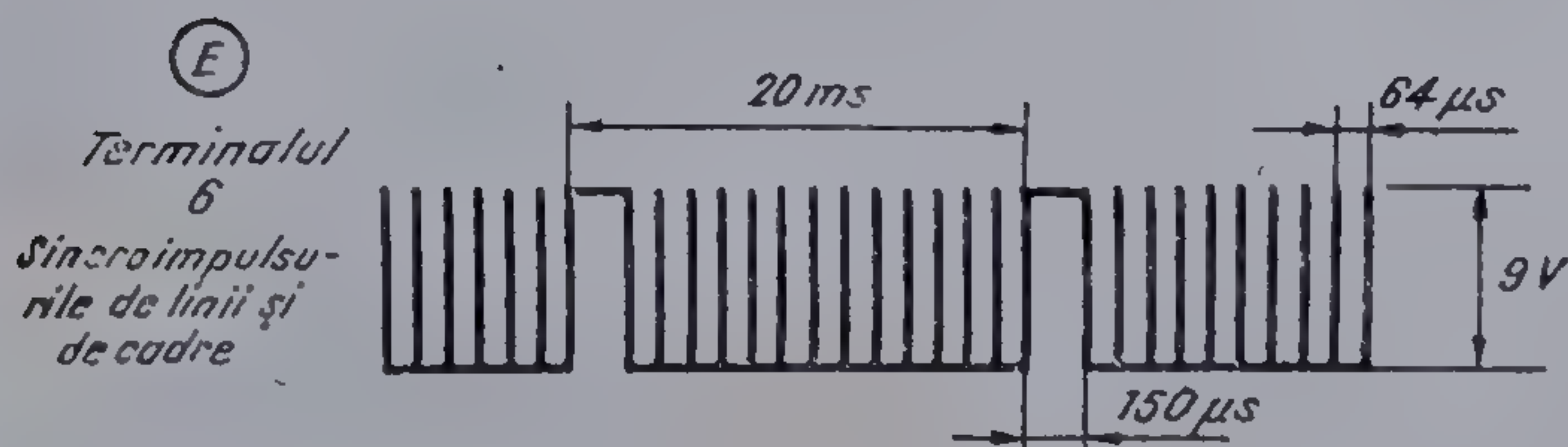
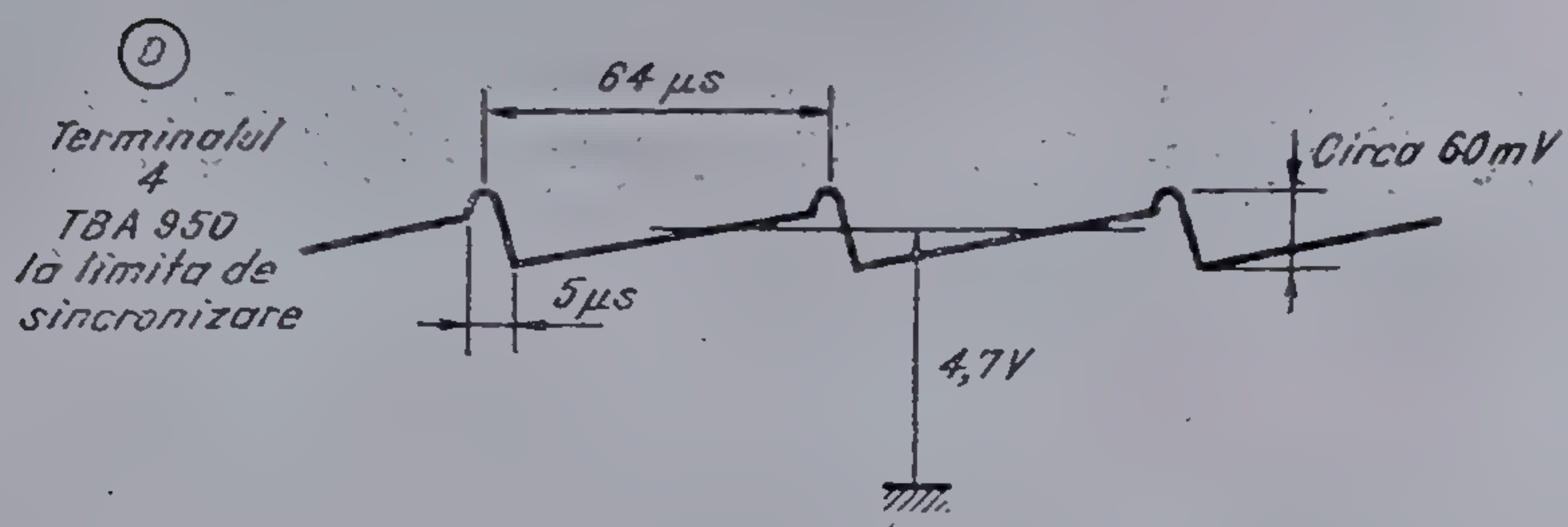
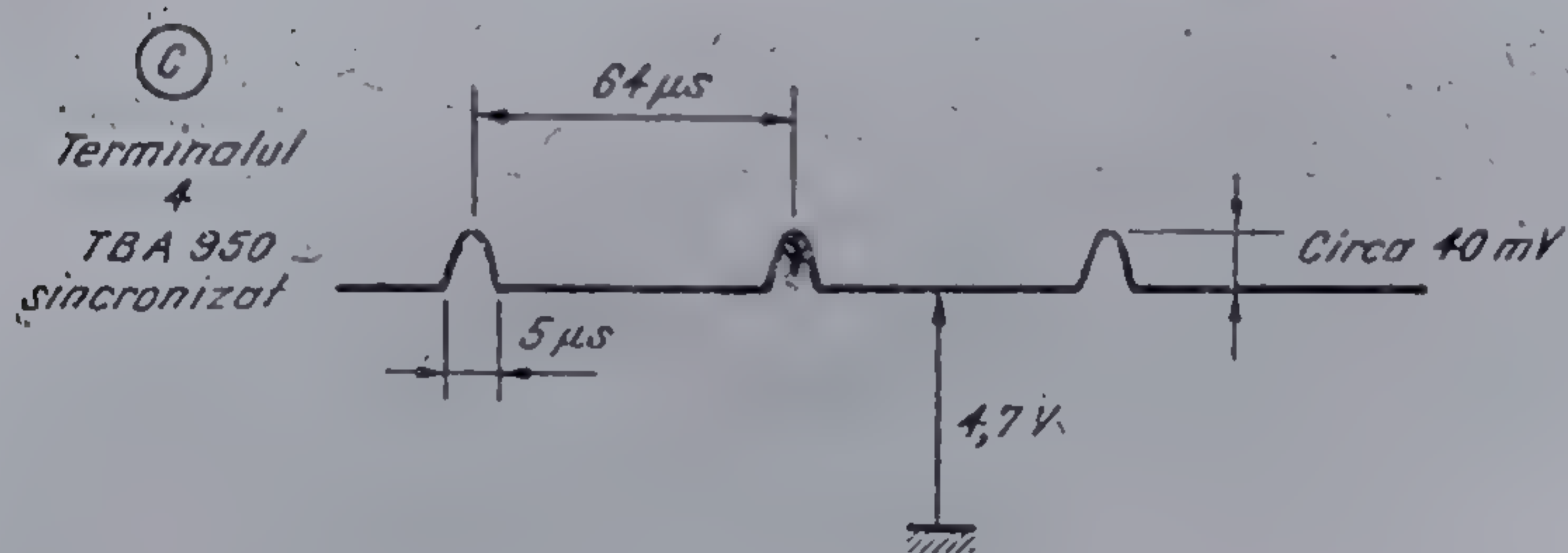
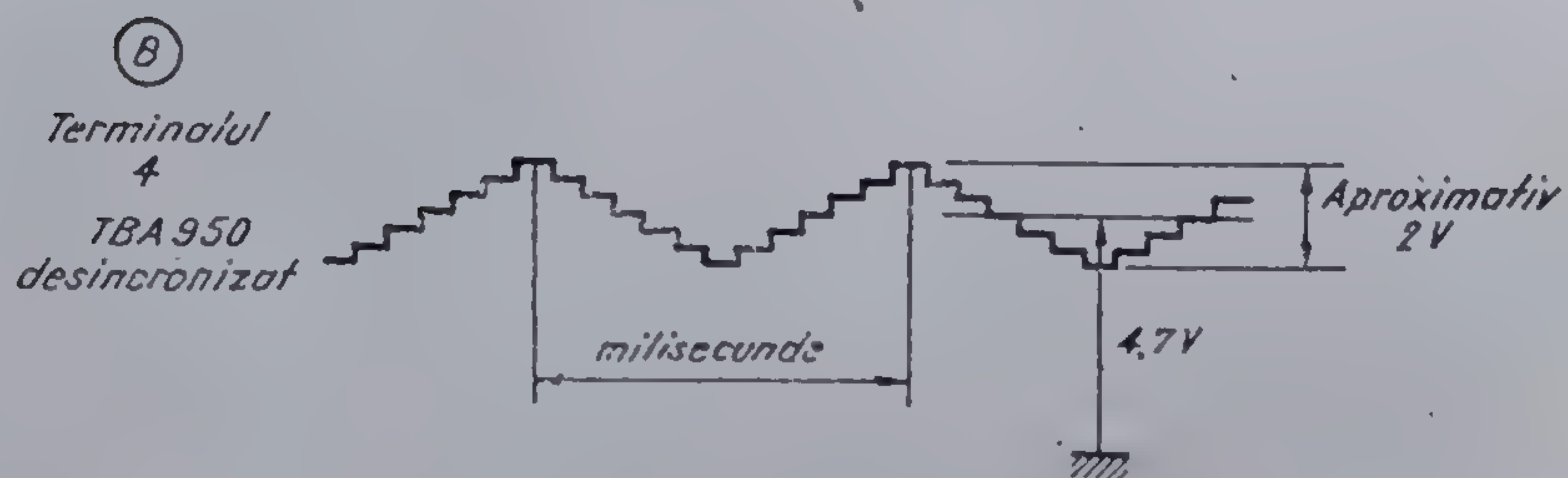
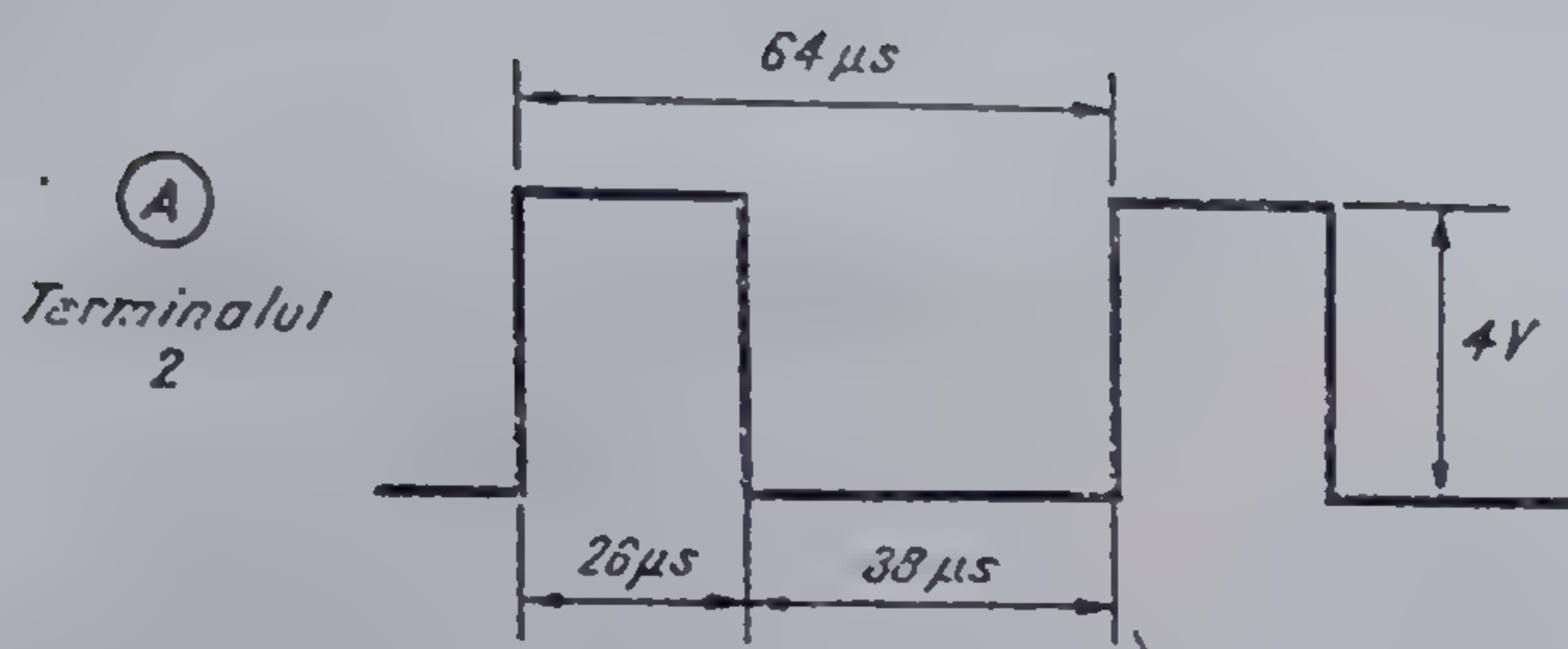
În acest capitol se va descrie schema de sincronizare utilizată de uzinele *ELECTRONICA* în *televizoarele alb-negru cu circuite integrate*. Blocul de sincronizare este echipat cu un circuit *TBA 950/2* care comandă cele două etaje finale de deflexie, pe orizontală și pe verticală.

Pentru ca descrierea să fie completă este util a se prezenta simplificat și funcționarea etajului final de baleiaj construit în jurul unui tranzistor de înaltă tensiune, *BU 205*.

3.4.1. Etaj final de baleiaj orizontal

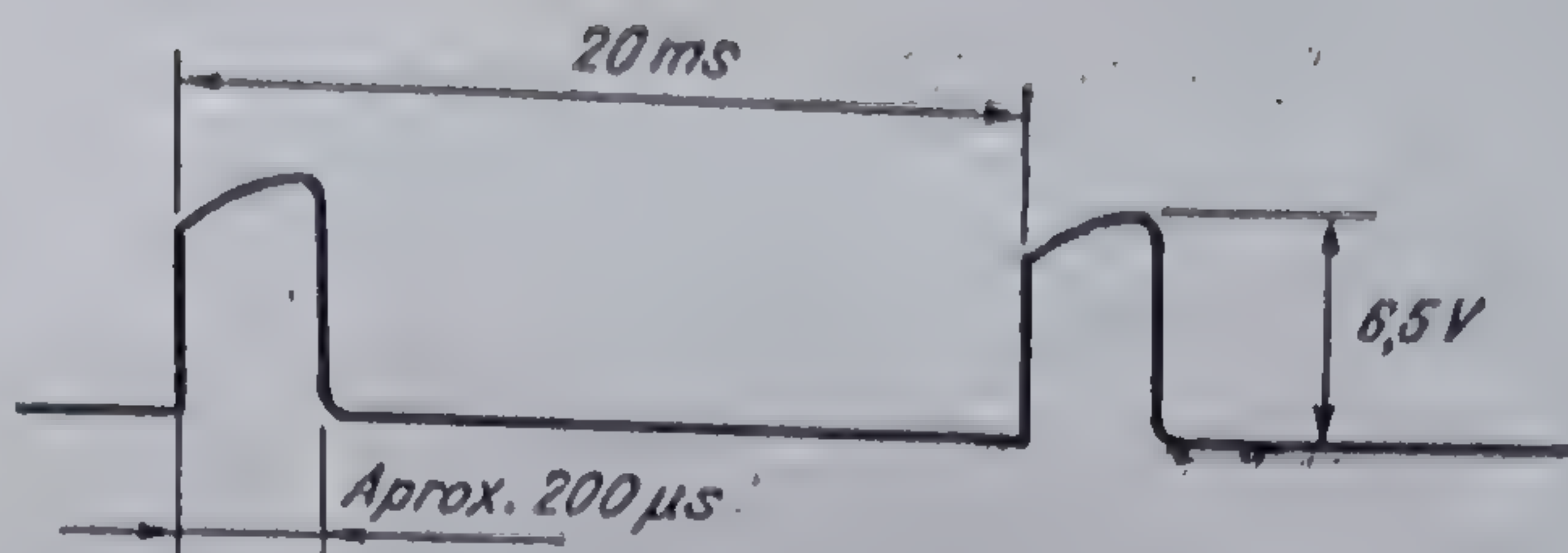
Schema de principiu a etajului final de baleiaj orizontal este reprezentată în figura 3.46. Etajul este format din două secțiuni; prefinalul (driver) echipat cu tranzistorul Q_D și finalul echipat cu tranzistorul Q_F .

Tranzistorul final, Q_F , este componenta care îndeplinește funcția de comutator pentru curentul de deflexie. Bobina de deflexie, L_H , este conectată între colectorul și emitorul lui Q_F prin intermediul condensatorului C_S , condensator care blochează componenta de curent continuu de alimentare. În plus, cu ajutorul lui se face corecția în S a deflexiei. În paralel pe tranzistorul de deflexie este legat condensatorul C_1 . Acesta stabilește durata întoarcerii și realizează acordul pe armonica a 3-a a întregului etaj final, acord necesar micșorării bobinei de foarte înaltă tensiune (*FIT*), reducerii consumului general al baleiajului orizontal și creșterii fiabilității tranzistorului final Q_F .

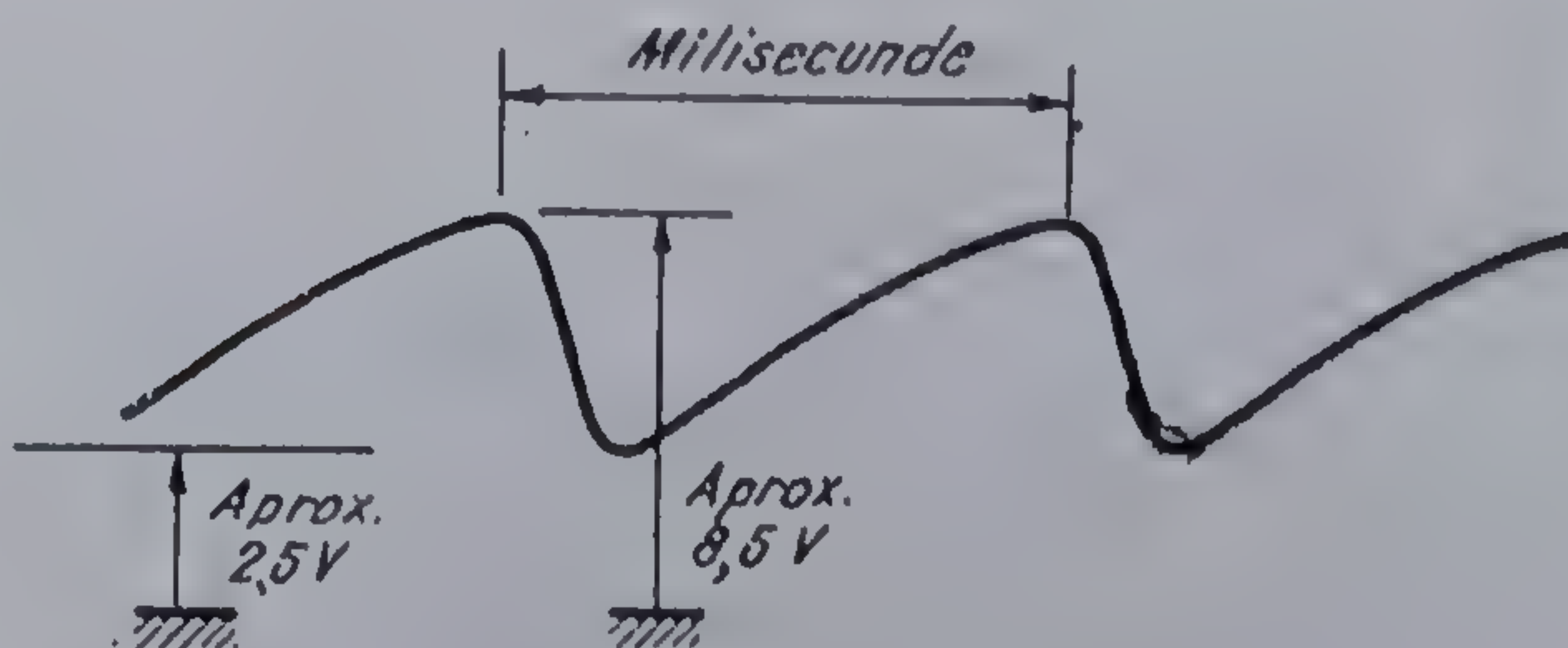


3.45 Oscilogramme pe terminalele

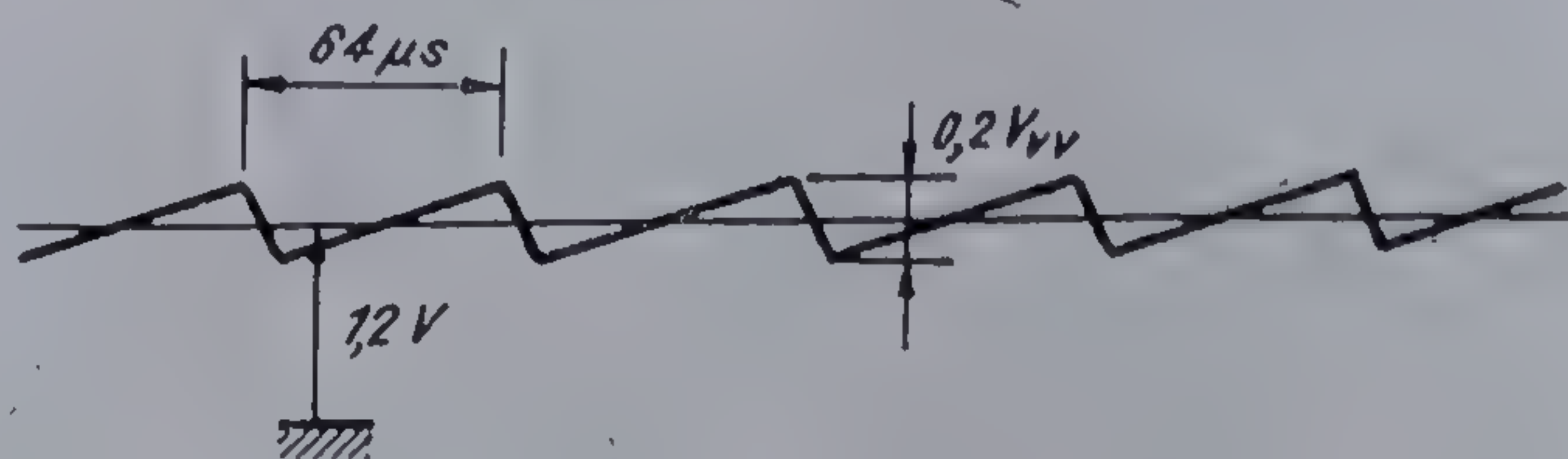
(F)
Terminalul
7



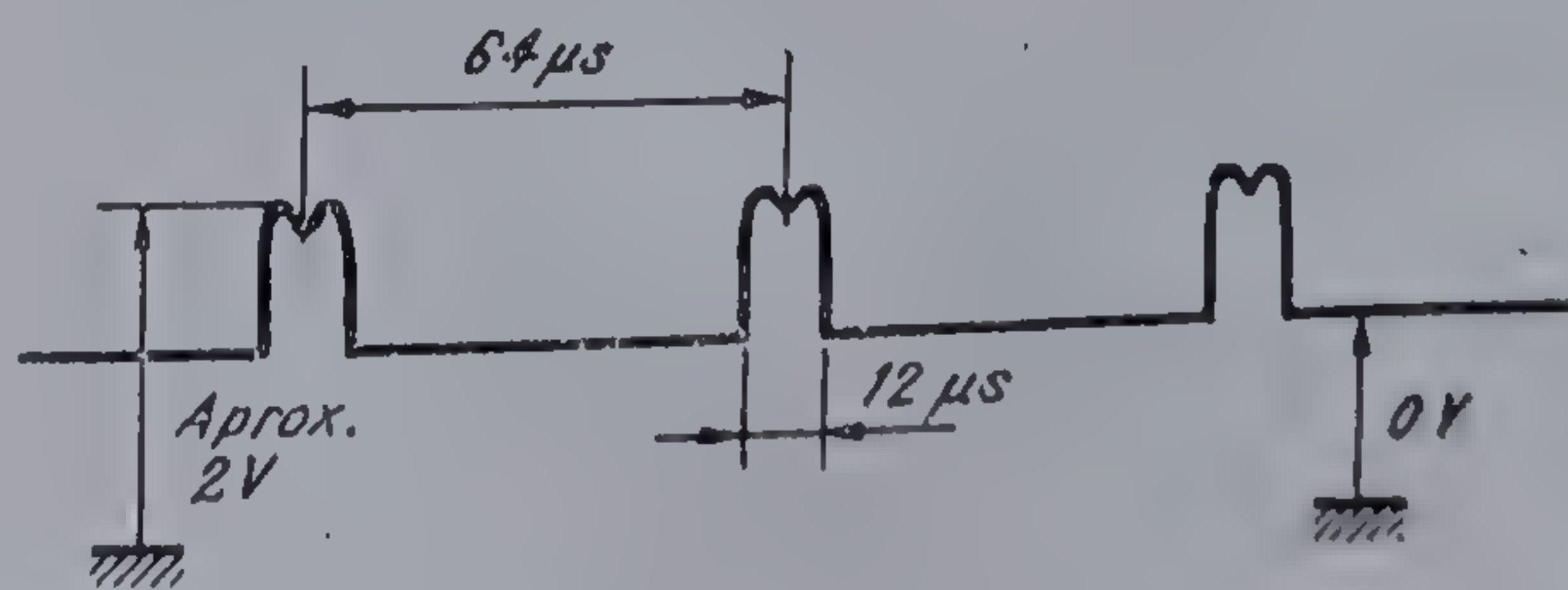
(G)
Terminalul
8
TBA 950
desincronizat



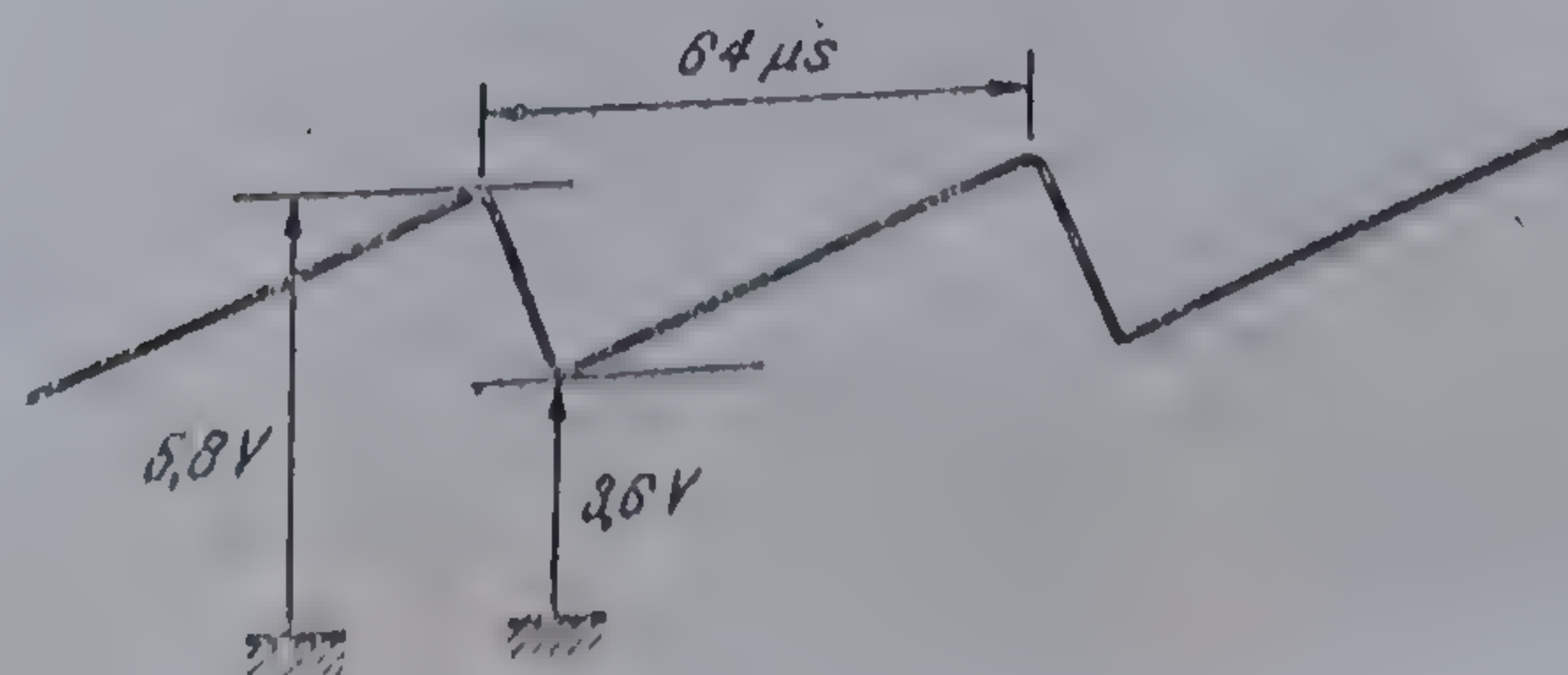
(E)
Terminalul
8
TBA 950
sincronizat



(F)
Terminalul
10



(H)
Terminalul
13





EDITURA ICAR - BUCUREȘTI
Telefon: 67.12.88, 60.15.75

Înt la
doamna din
cogît. Mi-era
ficio în starea
coto. Creștin.

PUBLIROM S.A.

Destinatar.....

Strada

Nr.....

Bloc..... Scara..... Etaj..... Apart.....

Sectorul..... Județul.....

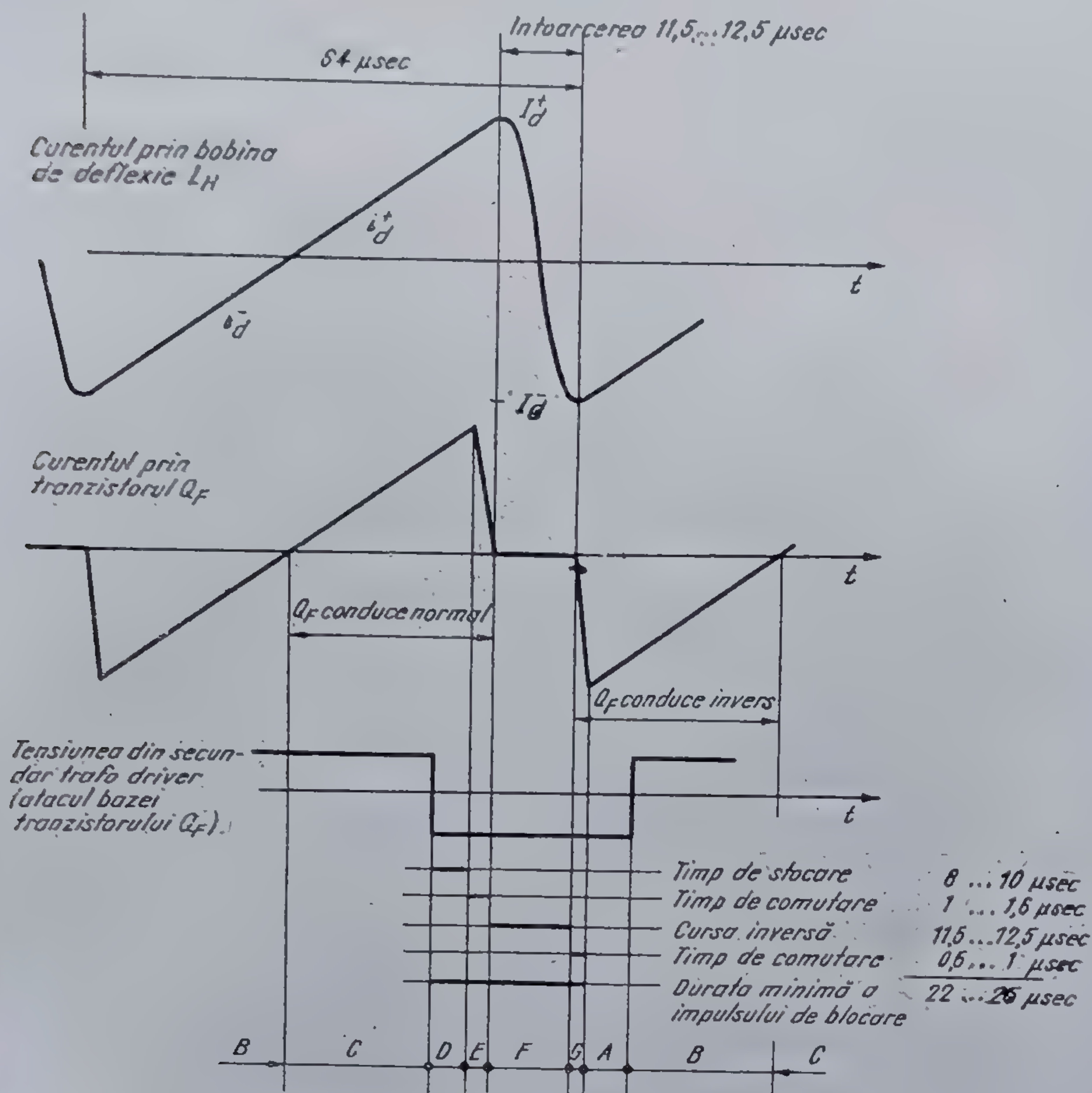
CODUL

LOCALITATEA

Țara de destinație.....







3.47. Diagrama de funcționare a etajului final.

Tranzistorul BU 205 îndeplinește condițiile de mai sus, dar nu are un câștig bun în curent (h_{FE}). La curenții uzuali de deflexie, de circa $2,2 A_{VV}$ (adică $1,5 A_D$ prin Q_F) câștigul în curent al lui BU 205 este de numai 2. Pentru a satura un asemenea tranzistor trebuie injectat în baza lui un curent mare. Aceasta se rezolvă utilizând un etaj intermediar echipat cu tranzistorul Q_D , care are montat în colector un transformator de impulsuri, TR_1 , cu raport de transformare puternic coborât.

Baza tranzistorului prefinal Q_D devine astfel compatibilă cu nivelele de curenți și tensiuni disponibile la ieșirea 2 a circuitului integrat TBA 950.

Pe diagrama din figura 3.47 se poate urmări funcționarea simplificată a etajului final de baleiaj linii. O prezentare amănunțită a acestor procese se găsește în buletinul tehnic nr. 4 al uzinelor ELECTRONICA⁴.

În prima diagramă din figura 3.47 este reprezentată forma curentului prin bobina de deflexie pe orizontală, care cuprinde o zonă liniar variabilă în timp (cursa directă) și o revenire rapidă (cursă inversă). Dacă nu ar exista curent prin bobina de deflexie L_H fascicolul electronic din tubul catodic ar rămâne mereu pe centrul ecranului din cauza simetriei tubului. Pentru a plimba spotul de la stînga la dreapta pe toată lungimea ecranului se injectează în bobina de deflexie un curent negativ (i_d^-). Acum spotul se va afla în extremitatea stîngă a ecranului. Micșorînd valoarea absolută a curentului i_d^- spotul se va apropia de centrul ecranului ajungînd chiar în centrul ecranului atunci cînd $i_d^- = 0$. Mai departe, schimbînd sensul curentului prin bobina de deflexie și crescînd pînă la I_d^+ se ajunge în extrema dreaptă a ecranului. Revenirea se face coborînd rapid de la I_d^+ la I_d^- (în cca. 12 μ s).

Pentru a genera o astfel de formă de variație a curentului de deflexie, schema prezentată în figura 3.46 se bazează pe inductanța proprie a bobinei de deflexie și pe comportarea de comutator bilateral a tranzistorului final.

Fie condensatorul de cuplaj C_S (cu funcție și de condensator de recuperare) încărcat negativ față de masă cu o tensiune aproximativ egală cu tensiunea de alimentare V_{CC} .

Prin bobina L_H va circula un curent liniar descrescător în timp (i_d^-) care se închide către masă prin tranzistorul Q_F . Curentul este liniar variabil din cauza naturii inductive a lui L_H a constantei de timp mari (0,75 ms) a lui L_H față de 64 μ s și a faptului că valoarea lui C_S este suficient de mare pentru ca pierderea de sarcină să nu modifice sensibil tensiunea de la bornele sale.

În continuare se vor analiza regiunile distincte ale diagramei din figura 3.47.

Zona A. Tranzistorul Q_F are pe colector o tensiune negativă față de emitor iar joncțiunea bază-emitor este blocată de tensiunea produsă în secundarul transformatorului driver. Joncțiunea colector-bază se deschide și curentul de deflexie curge prin aceasta și secundarul transformatorului de comandă. Trecerea curentului de deflexie prin secundarul transformatorului driver crește tensiunea de blocare a joncțiunii bază-emitor, aducînd-o în regiunea de străpungere Zener (8—10 V). Dioda bază-emitor începe să conducă în invers. Curentul negativ de deflexie curge o parte „în invers” prin joncțiunea colector-bază și o parte prin „dioda” emitor-bază polarizată invers pînă la limita străpungerii.

Zona B. Apare frontul pozitiv al impulsului de comandă care aduce joncțiunea bază-emitor a tranzistorului final în conducție directă. Tranzistorul Q_F are colectorul negativ față de emitor, dar joncțiunea bază-emitor deschisă normal. Tranzistorul conduce la saturație (ambele joncțiuni sînt deschise) însă conectat invers; BU 205 are în această stare un cîștig de curent (h_{FEinv}) aproximativ egal cu 0,8. Deci practic 80% din curentul de colector trebuie injectat în bază de către transformatorul driver. Acest domeniu este de fapt pregătirea conducției directe. Curentul de deflexie negativ care trece prin bobina L_H scade în valoare absolută și tinde către zero.

Zona C. Curentul de deflexie trece prin zero și crește liniar către valori pozitive. Acum tranzistorul Q_F este în regim normal, el fiind în continuare saturat de către tensiunea generată de secundarul transformatorului de comandă.

Zona D. Transformatorul driver comandă blocarea tranzistorului final aflat adînc în saturație. Pînă cînd acesta se va desatura efectiv va trece un timp (timpul de stocare), iar curentul prin el va continua să crească.

Zona E. Tranzistorul final și-a evacuat sarcina stocată în bază și începe să se blocheze. Urmează procesele normale de blocare ale tranzistorului, care durează circa 1 ... 1,6 μ s. Tranzistorul Q_F blocîndu-se, interzice trecerea prin el a curentului inductiv, i_d^+ . Se declanșează un proces de auto-inducție și tensiunea pe bobina de deflexie crește mult căutînd să compenseze scăderea curentului.

Zona F. Începe cursa inversă. Acum tranzistorul Q_F este blocat iar între bobina L_H și condensatorul C_1 apare un proces oscilant a cărui frecvență de rezonanță este în primă aproximație:

$$f_i = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_H C_1}};$$

(mărimile L_H și C_1 includ în ele și alte constante ale etajului, ca de exemplu L_j , C_{FIT} transpusă la L_H etc.).

Curentul prin bobina de deflexie scade cosinusoidal, trece prin zero și ajunge la valori negative. În această perioadă tensiunea pe inductanța L_H crește rapid pînă la valori importante, de ordinul a 1 000 V. Joncțiunea colector-bază a tranzistorului final rezistă acum polarizată invers la o tensiune de circa 1 000 V. Energia înmagazinată în L_H se transferă în condensatorul C_1 , trecînd prin condensatorul C_S căruia îi reface sarcina negativă pierdută în procesele anterioare.

Zona G. Oscilația liberă, de întoarcere, tinde să continue. Tensiunea pe condensatorul C_1 devine negativă și tranzistorul Q_F începe să se deschidă prin joncțiunea colector-bază curge curentul i_d^- ajungîndu-se din nou la situația descrisă în *zona A*.

Ciclul se reia de la capăt și va începe generarea unei noi linii.

Tensiunea de atac a bazei tranzistorului final Q_F este reprezentată în figura 3.47. Se observă că este necesară o durată minimă de timp în care să se comande blocarea tranzistorului final. Această durată cuprinde zonele notate *DEFG*.

Dacă durata impulsului ar fi mai mică, tranzistorul final va fi forțat să se deschidă în momentul în care tensiunea lui de colector ar fi mare. Tensiunea de colector instantanee mare care apare simultan cu o conducție importantă de curent duce în cele mai multe cazuri la distrugerea tranzistorului prin străpungerea a doua.

De aceea, față de durata minimă de blocare de $22 \dots 25 \mu\text{s}$ (vezi figura 3.47) se adaugă o durată de siguranță (*zona A*) și astfel timpul de blocare necesar ajunge la $(30 \pm 2) \mu\text{s}$.*

Durata pulsului dat de TBA 950 trebuie deci să fie $(26 \pm 2) \mu\text{s}$. deoarece, adăugând timpul de stocare de circa $4 \mu\text{s}$ al tranzistorului prefinal Q_D , se obține tocmai valoarea dorită de $(30 \pm 2 \mu\text{s})$.

3.4.2. Schemă de utilizare a circuitului TBA 950

În figura 3.44 este prezentată o schemă reală de utilizare a circuitului TBA 950/2, care funcționează împreună cu un etaj final de baleiaj pe orizontală de tipul celui descris mai înainte.

Schema este folosită pentru sincronizarea televizoarelor model *Lux* (ecran de 65 cm), *Diamant* (ecran de 61 cm), *Snagov-Sirius* (ecran de 47—50 cm) și *Olt* (ecran de 44 cm) fabricate de uzinele *ELECTRONICA*.

Construcția acestor televizoare este modulară, sincronizarea fiind inclusă în **modulul** numărul 4⁵. Modulul sincroprocesor este delimitat de linia punctată pe figura 3.44. Numerele incluse în cercuri reprezintă numărul de ordine de pe conectorul modulului cu placa de bază. Componentele figurate în afara granițelor punctate sînt situate pe placa de bază în care este implantat modulul.

În continuare se va descrie rolul componentelor pasive din schema din figura 3.44.

● *Intrarea video.* Se obține semnalul video complex din modulul *FI* cale comună. Prin rețeaua $1,5 \text{ k}\Omega$, $0,33 \mu\text{F}$, se ajunge practic la terminalul 5 al circuitului integrat alimentat de la U_8 (adică V_3) prin $2,7 \text{ M}\Omega$. Rolul acestei rețele a fost descris în § 3.2.2. Apare însă în plus un grup integrator (470Ω ; 100 pF) conectat chiar la intrarea 5 a circuitului TBA 950/2 care constituie un limitator și totodată o decuplare a perturbațiilor de impuls (descărcări în tubul cinescop) care pot pune în pericol viața circuitului integrat.

● *Ieșirea linii.* Rezistența de $1 \text{ k}\Omega$ produce limitarea curentului care comandă baza tranzistorului prefinal din etajul final de baleiaj pe orizontală. Rezistența de $1,8 \text{ k}\Omega$, conectată între alimentare și terminalul 2 al circuitului integrat, mărește capabilitatea de comandă în curent. În fond această rezistență apare în paralel pe rezistența internă de sarcină R_{93} a tranzistorului de ieșire Q_{76} (vezi figura 3.39).

* În practică se constată că gama valorilor timpului de blocare poate fi de $26 \dots 34 \mu\text{s}$, adică $30 \pm 4 \mu\text{s}$ (E. Statnic, comunicare personală).

● *Ieșirea cadre.* Din impulsul de sincronizare cadre, selectat de integratorul circuitului *TBA 950*, interesează în principal frontul anterior (pozitiv) cu ajutorul căruia se va sincroniza oscilatorul de cadre. De aceea, condensatorul de 47 nF conectat la terminalul 7 al circuitului *TBA 950* împreună cu impedanța de intrare relativ scăzută în modulul de baleiaj pe verticală constituie o rețea de derivare care din punct de vedere al sincronizării pe verticală păstrează activ numai frontul pozitiv.

● *Alimentarea.* Rezistența de 100 Ω , externă modulului 4, limitează curentul de alimentare, conform celor expuse în § 3.2.1. Condensatorul conectat între terminalul 3 al circuitului *TBA 950* și masă filtrează eventualele tensiuni parazite care pot apare prin alimentare. În plus acest condensator, la oprirea televizorului, menține tensiunea de alimentare a circuitului integrat la o valoare suficientă pentru ca oscilatorul de linii din *TBA 950* să nu se „stingă” pînă cînd etajul final de baleiaj pe orizontală nu și-a încetat funcționarea.

● *Intrarea impulsului de întoarcere.* Rezistența de 33 k Ω limitează curentul injectat în terminalul 10 în timpul impulsului de întoarcere la cca. 0,6 mA. Acest impuls de întoarcere este cules de pe transformatorul de linii printr-o înfășurare suplimentară.

Restul componentelor pasive au prezența justificată de funcționarea circuitului și au fost semnalate pe tot parcursul descrierii lui *TBA 950*.

3.4.3. Componente externe critice

Pînă acum s-a analizat funcționarea internă a schemelor care compun circuitul integrat *TBA 950* prezentînd și locul pe care îl ocupă acesta într-un receptor de televiziune alb-negru. Nu trebuie însă omis faptul că *funcționarea corectă și fără avarii a circuitului depinde în mare măsură de performanțele și calitatea componentelor externe utilizate.*

Ca enunț de bază trebuie să amintim că un circuit integrat folosește componente externe, deoarece:

— componentele sînt imposibil de integrat — spre exemplu condensatorii electrolitici sau inductanțele;

— performanțele foarte ridicate pe care trebuie să le îndeplinească aceste componente conduc la imposibilitatea realizării lor pe cip;

— componentele necesită o ajustare pentru a obține parametrii doriți.

Și în cazul circuitului *TBA 950* cele trei observații despre componentele externe sînt valabile. Un circuit integrat bun poate funcționa nesatisfăcător sau chiar se poate distruge datorită componentelor externe necorespunzătoare.

Această problemă este mult mai „delicată” decît aceea a depășirii valorilor limită absolută, care deasemenea pune în pericol funcționarea și viața circuitului. Pentru acest ultim caz o proiectare îngrijită a schemei rezolvă aproape definitiv problema. Calitatea componentelor externe este însă o chestiune ce se întîlnește în fiecare zi și ia cele mai diverse forme într-o fabricație de mare serie.

În acest paragraf se vor analiza componentele externe critice din jurul lui *TBA 950*, modul în care calitatea lor afectează calitatea schemei globale. Se va avea în vedere schema modului de sincronizare dată în figura 3.44.

• R_{21}^e și R_{22}^e sînt rezistențe care stabilesc valoarea curentului injectat în baza tranzistorului „driver” din etajul final de baleiaj pe orizontală (Q_D). Tranzistorul Q_D trebuie să rămîna saturat pe toată durata impulsului de ieșire din *TBA 950* (t_2). Curentul injectat în baza tranzistorului Q_D se calculează cu relația:

$$I_{B,D} = \frac{V_3 - V_D - V_{BE,D}}{R_{21}^e + (R_{22}^e \parallel R_{93})},$$

unde: V_D = tensiunea în direct pe tranzistorul Q_{77} din *TBA 950* ($V_D \simeq 0,7$ V)
 R_{93} = rezistență internă în *TBA 950* (7,2 k Ω);
 $V_{BE,D}$ = tensiunea emitor-bază în direct pentru tranzistorul Q_D ($V_{BE,D} \simeq 0,7$ V).

Schema de baleiaj orizontal din televizorul *ELECTRONICA* în care este implantat modulul din figura 3.44. are nevoie de un curent de bază de circa 3 mA pentru a satura sigur și în orice condiții tranzistorul Q_D . Din relația de mai sus, luînd pentru rezistența R_{22}^e valoarea de 1,8 k Ω , rezultă rezistența $R_{21}^e = 1$ k Ω .

Valoarea acestor rezistențe nu este critică putînd fi utilizată exemplare cu toleranța de $\pm 20\%$.

Întreruperea rezistenței R_{21}^e provoacă oprirea baleiajului pe orizontală, fără pericole deosebite pentru restul televizorului. O valoare mult crescută peste 1 k Ω (cîteva zeci de k Ω) este însă periculoasă pentru tranzistorul de baleiaj final *BU 205*. Tranzistor „driver”, Q_D , nu se va mai satura, iar tranzistorul final nu se va bloca ferm, el trebuind să disipe energie mare deoarece se va afla nepermis de mult timp în regiunea activă.

Întreruperea rezistenței R_{22}^e nu atrage oprirea baleiajului pe orizontală deoarece rezistența internă R_{93} din schema internă lui *TBA 950* asigură un curent de injecție încă suficient. Tranzistorul Q_D se saturează însă la limită și se poate ajunge ușor în situații de deblocări nepermise pentru tranzistorul final de baleiaj.

• Grupul R_3^e, C_3^e este destinat alimentării și respectiv filtrării alimentării circuitului integrat. Valoarea și toleranța admisibilă pentru rezistența R au fost detaliat analizate în paragraful 3.2.1. Condensatorul C_3^e este de regulă un condensator electrolitic cu folie de aluminiu. Valoarea minim recomandată este de 47 μ F. Întreruperea acestui condensator (sau uscarea lui) conduce la apariția unor ondulații parazite în terminalul 3, avînd o amplitudine de circa 0,5 V_{VV} . Dacă în plus circuitul *TBA 950* este subalimentat apar desincronizări puternice și pe linii și pe cadre. Apariția unui curent de fugă mare (mA) atrage subalimentarea circuitului integrat *TBA 950* (tensiunea pe terminalul 3 scade sub 8 V).

● Condensatorul C_4 constituie filtrul de ieșire pentru comparatorul de fază dintre oscilatorul intern și impulsurile de sincronizare a liniilor extrase din semnalul video complex. Poate avea toleranțe de $\pm 20\%$ fără afectarea vreunui parametru de funcționare a circuitului integrat *TBA 950*. Calitatea lui însă trebuie să fie remarcabilă din punctul de vedere al pierderilor în curent continuu și inductanța parazită asociată. Recomandăm folosirea condensatoarelor din poliester metalizat de tipul *PMP* fabricat de *IPRS-BĂNEASA*.

Întreruperea acestui condensator provoacă desincronizarea liniilor, iar scurtcircuitarea lui oprește funcționarea oscilatorului intern fără a pune însă în pericol viața circuitului integrat.

● Condensatorul C_{12} filtrează ieșirea comparatorului de fază din bucla de reglaj a fazei. Valoarea recomandată pentru această piesă este de $1\ \mu\text{F}$ putându-se utiliza însă și valori mai ridicate.

Cerințele calitative pentru acest condensator sînt aceleași ca și cele pentru condensatorul C_4 însă capacitatea relativ mare împiedică utilizarea condensatorilor de tip *PMP*. Recomandăm folosirea condensatorilor electrolitici cu tantal și în ultimă instanță a condensatorilor electrolitici cu folie de aluminiu.

Condensatorul C_{12} este o piesă deosebit de pretențioasă, deoarece nefuncționarea lui atrage procese primejdioase atît pentru viața circuitului integrat, cît și pentru viața tranzistorului final de baleiaj (*BU 205*).

Astfel, dacă acest condensator se scurtcircuitază, consumul circuitului integrat crește mult, deoarece tranzistorul Q_{46} din schema reprezentată în figura 3.36 se deschide puternic. Această suprasolicitare poate duce la distrugerea circuitului integrat în zona tranzistorului Q_{46} .

Întreruperea lui este, de asemenea, primejdioasă, deoarece în acest caz impulsul de ieșire livrat de *TBA 950* pentru a bloca ferm tranzistorul de baleiaj final, apare „zdrențuit”. În consecință, în timpul în care tranzistorul de baleiaj trebuie să stea neapărat blocat (suportînd o mare tensiune pe colectorul lui) vor apare momente în care el va fi comandat deschis. Puterea disipată instantanee crește nepermis de mult (tensiune mare și curent mare în același timp) tranzistorul final distrugîndu-se rapid prin fenomenul de străpungerea doua.

● R_{14} , C_{13} și rețeaua rezistivă de corecție a frecvenței centrale sînt componente care impun frecvența de oscilație liberă a oscilatorului intern din *TBA 950*. O primă cerință pentru aceste componente este stabilitatea valorii lor în timp și temperatură. La pornirea televizorului, de exemplu, temperatura internă crește de la ambiant la circa 50°C .

Deviația frecvenței centrale trebuie să fie mult mai mică decît banda de captură (aproximativ $0,5\%$ din valoarea frecvenței centrale). Fuga termică a acestor componente poate atrage desincronizări repetate din cauza neînca-drării în banda de captură. Nu trebuie uitat faptul că și oscilatorul intern are o derivă termică proprie, chiar cînd lucrează pe componente externe perfecte. De aceea, recomandăm utilizarea rezistențelor metalizate pe substrat ceramic și a condensatoarelor styroflex, avînd în plus următoarele toleranțe: $R_{14} \pm 1\%$ și $C_{14} \pm 2\%$.

3.5. Alte circuite

Circuitul *TBA 950* este un *model reprezentativ* pentru familia de sincroprocesoare integrate. Principiile și schemele de bază din *TBA 950* au fost reluate și reproiectate. Adăugând performanțe suplimentare, a apărut o nouă generație, ca de pildă *TBA 9500*, *TDA 2590*, *TDA 1180*.

Noua generație cuprinde multe variante de sincroprocesoare, dintre care se vor prezenta pe scurt numai două, de circulație mai largă. Este vorba de circuitul *TDA 2590* al firmei *PHILIPS* și de circuitul *TDA 1180* fabricat de firma *SGS-ATES*. Toate proiectările noi prevăd sincronizarea unui televizor color și fără nici o excepție sînt construite pe principiul a două bucle de sincronizare.

În final se va prezenta și un circuit diferit substanțial de *TBA 950*, *TDA 2570/TDA 2580*, proiectat la firma *PHILIPS*.

TDA 2590

Este unul din circuitele cele mai răspîndite în *televizoarele color europene* și este urmașul perfecționat al circuitului *TBA 920* elaborat în 1972—73. Schema bloc a acestui circuit este prezentată în figura 3.48. Se remarcă existența celor două comparatoare de fază și implicit a celor două bucle de reglaj.

Semnalul video complex este aplicat blocului separator prin intermediul rețelei pasive externe formate din $R_1R_2R_3$ și $C_1C_2C_3$, realizîndu-se ca și la *TBA 950* o detecție de vîrf.

Apare însă în plus un așa-numit *separator de zgomot* care este un detector de amplitudine. Zgomotul de impuls este selectat inițial de rețeaua de derivare R_4C_4 . Numai impulsurile foarte scurte și mari ca amplitudine (acestea sînt considerate perturbație) ajung la terminalul 10 cu o amplitudine suficientă pentru a depăși pragul înscris în detectorul de zgomot. Într-o asemenea situație pe întreaga durată a perturbației detectorul de zgomot blochează separatorul, interzicînd accesul spre interiorul schemei.

Separarea impulsurilor de sincronizare pe verticală se face de asemenea printr-o integrare.

Impulsurile de sincronizare linii nu ajung la primul comparator decît condiționate de un bloc de acces, care are o funcționare asemănătoare cu cel din *TBA 950*.

Pe schema bloc din figura 3.48 se remarcă o ieșire, terminalul 7, inexistentă la circuitul *TBA 950*. Această ieșire generează un semnal necesar unui televizor color pentru extragerea salvei de sincronizare a purtătoarei de cromatică (în engleză acesta poartă numele de „*sandcastle pulse*”).

Lățimea impulsurilor de linii care vor ataca etajul final de baleiaj pe orizontală este comandată de tensiunea aplicată terminalului 4. Se poate astfel selecta din exteriorul cipului, fie un impuls scurt ($6 \mu s$) pentru atacul etajelor finale echipate cu tiristoare, fie un impuls mai lat necesar etajelor finale cu tranzistoare ($24 \mu s + t_d$).

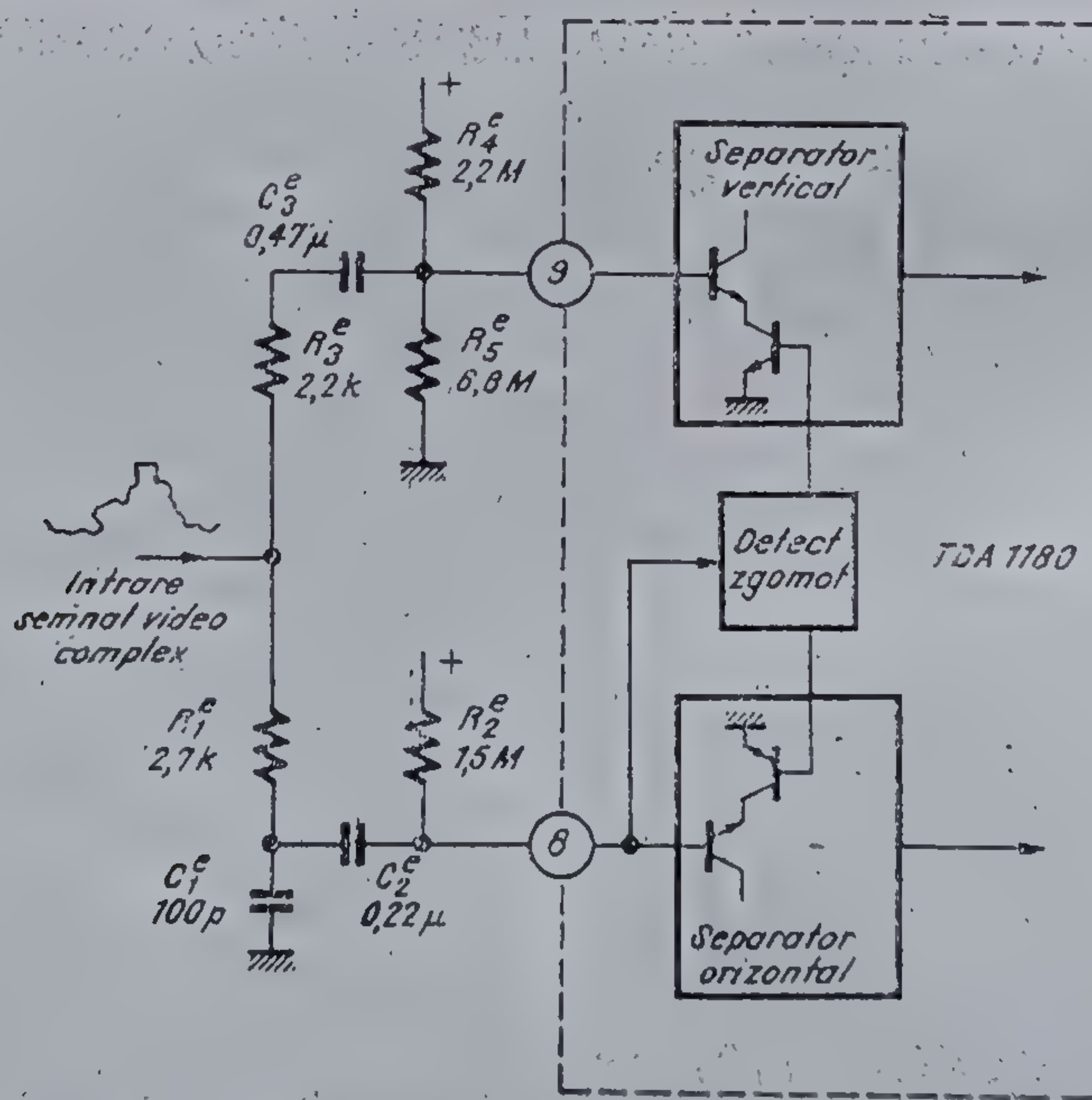
TDA 1180

Acest circuit este mai elaborat în partea de separare a impulsurilor de sincronizare din semnalul video complex⁷.

În figura 3.49 s-a desenat o parte din schema bloc a circuitului TDA 1180, care evidențiază cele două separatoare. Semnalul video complex se aplică prin două rețele pasive de polarizare externe, la cele două separatoare. Apare astfel posibilitatea dimensionării diferite pentru cele două rețele, deoarece una trebuie să funcționeze numai pentru impulsurile de sincronizare cadre, iar cealaltă numai pentru impulsurile de sincronizare a liniilor. Se poate asigura astfel o separare mai eficace a sincroimpulsurilor, de informația video.

În plus, un detector de amplitudine, conectat la terminalul 8 (notat *Detector de zgomot* pe figura 3.49) blochează funcționarea separatoarelor când apar interferențe puternice sau vîrfuri de zgomot care depășesc un anumit nivel prescris.

Restul schemei bloc seamănă cu aceea a circuitelor prezentate mai înainte TBA 950, TDA 2590, funcționarea fiind analoagă acestora.



3.49 Separarea impulsurilor de sincronizare la TDA 1180.

TDA 2570/TDA 2580

TDA 2570 și TDA 2580 sînt două circuite extrem de interesante elaborate de firma Philips pentru televizoarele sale de clasă înaltă⁸. Deoarece circuitele sînt foarte complexe, toate funcțiile de sincronizare au fost realizate pe două cipuri, TDA 2570 și TDA 2580.

În afara sincronizării pe verticală și pe orizontală a etajelor finale respective, ultimul circuit, *TDA 2580*, stabilizează amplitudinea de deflexie pe orizontală chiar dacă tensiunea de rețea variază în limite largi și realizează o protecție la suprasarcină a etajului final de baleiaj pe orizontală. Stabilizarea amplitudinii deflexiei pe orizontală se face prin reglarea corespunzătoare a factorului de umplere a impulsului de comandă care atacă etajul final de linii.

Din cauza factorului de umplere variabil este necesară folosirea a două bucle de control pentru a obține o fază stabilă a imaginii pe tubul cinescop. A fost aleasă o soluție cu două oscilatoare separate.

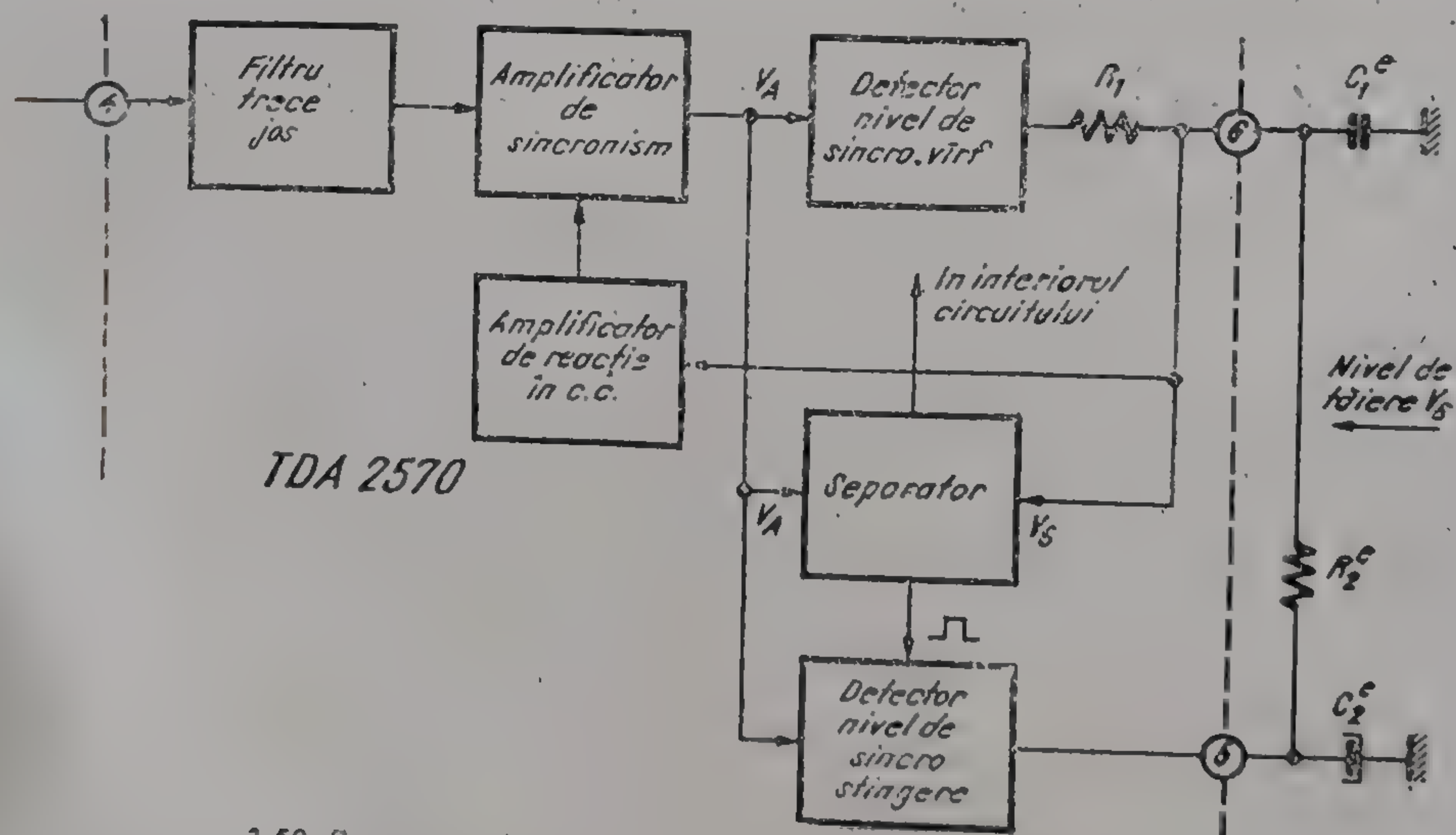
• *Circuitul TDA 2570* conține primul oscilator și detectorul de fază aferent lui, separatorul impulsurilor de sincronizare de informația video, generatorul impulsului de selecție a salvei de cromatică, integratorul impulsurilor de sincronizare pe verticală și un circuit divizor de frecvență ce îmbunătățește calitatea sincronismului cadrelor.

• *Circuitul TDA 2580* încorporează a doua buclă de reglare, controlul factorului de umplere a impulsului de ieșire în vederea stabilizării dimensiunilor pe orizontală, o protecție la suprasarcină pentru etajul final de baleiaj pe orizontală și un circuit care asigură o pornire controlată.

Din punctul de vedere al operației de sincronizare, *TDA 2570* aduce două idei noi și anume:

— un circuit perfecționat care realizează o bună separare a impulsurilor de sincronizare din semnalul video complex;

— un nou principiu de sincronizare a cadrelor, pornind de la frecvența liniilor.



3.50 Separarea impulsurilor de sincronizare la *TDA 2570*.

Separatorul este reprezentat în figura 3.50. La intrarea 4 se aplică semnalul video complex cu modulație negativă (impulsurile de sincronizare sînt în jos). Filtrul trece jos, avînd o constantă de timp de circa $0,5 \mu s$ reduce zgomotul prezent în semnalul video.

În afara sincronizării pe verticală și pe orizontală a etajelor finale respective, ultimul circuit, *TDA 2580*, stabilizează amplitudinea de deflexie pe orizontală chiar dacă tensiunea de rețea variază în limite largi și realizează o protecție la suprasarcină a etajului final de baleiaj pe orizontală. Stabilizarea amplitudinii deflexiei pe orizontală se face prin reglarea corespunzătoare a factorului de umplere a impulsului de comandă care atacă etajul final de linii.

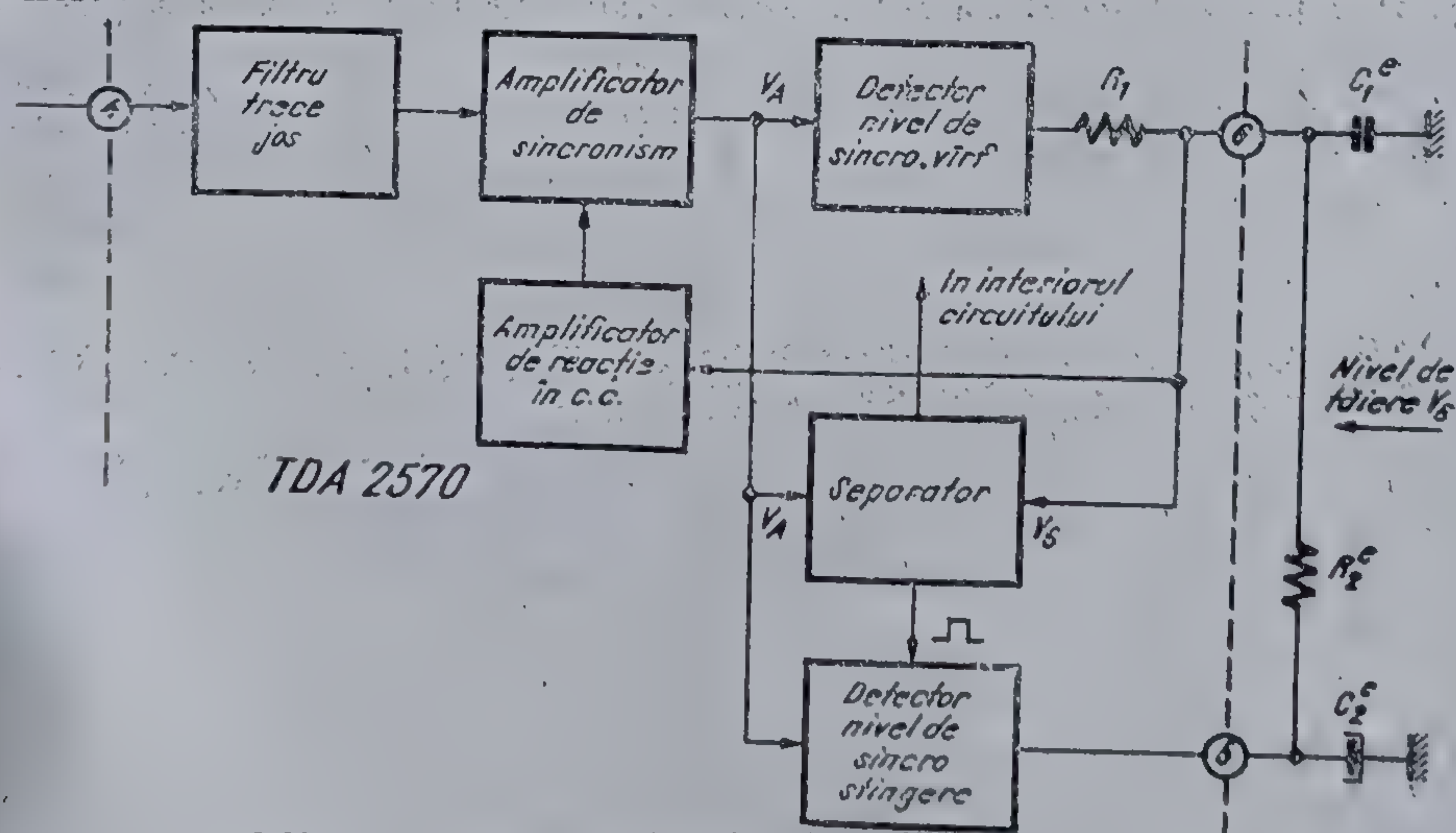
Din cauza factorului de umplere variabil este necesară folosirea a două bucle de control pentru a obține o fază stabilă a imaginii pe tubul cinescop. A fost aleasă o soluție cu două oscilatoare separate.

• *Circuitul TDA 2570* conține primul oscilator și detectorul de fază aferent lui, separatorul impulsurilor de sincronizare de informația video, generatorul impulsului de selecție a salvei de cromatică, integratorul impulsurilor de sincronizare pe verticală și un circuit divizor de frecvență ce îmbunătățește calitatea sincronismului cadrelor.

• *Circuitul TDA 2580* încorporează a doua buclă de reglare, controlul factorului de umplere a impulsului de ieșire în vederea stabilizării dimensiunilor pe orizontală, o protecție la suprasarcină pentru etajul final de baleiaj pe orizontală și un circuit care asigură o pornire controlată.

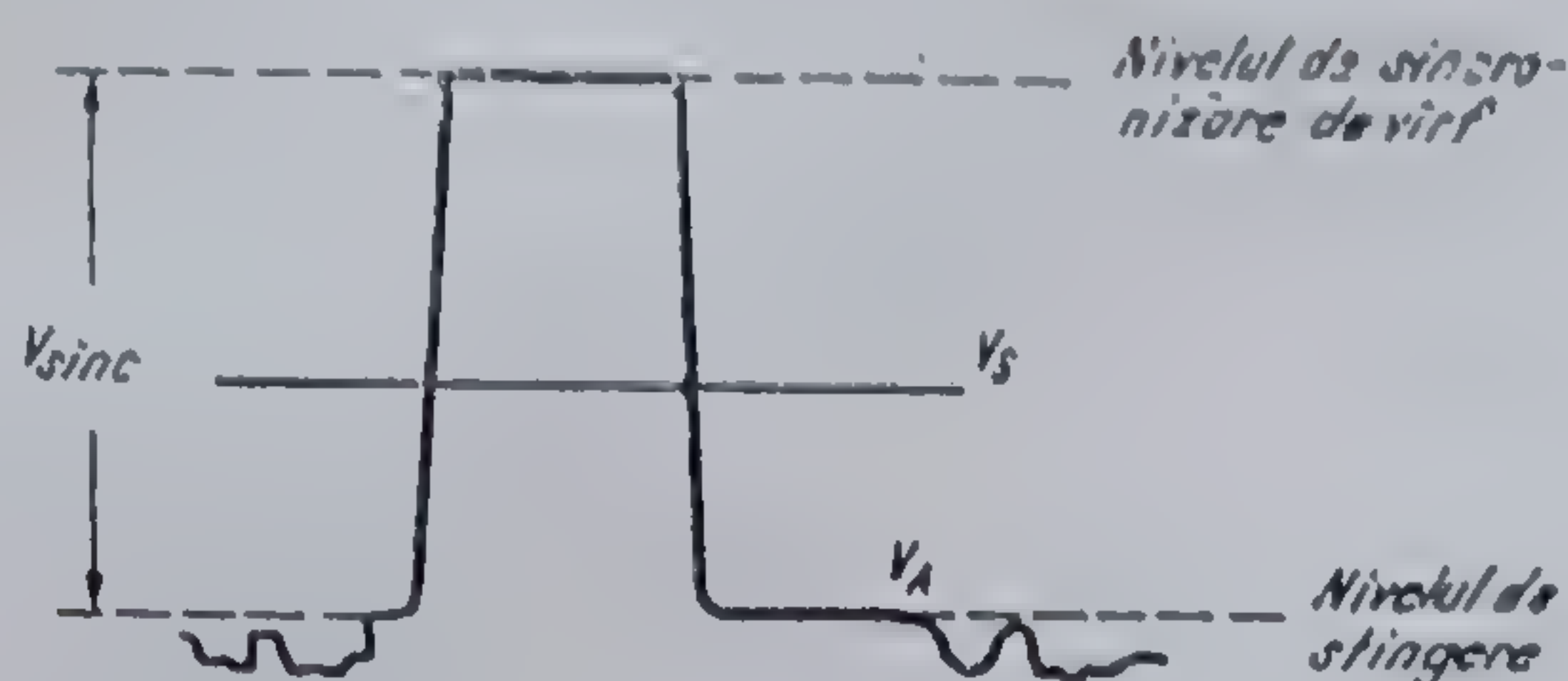
Din punctul de vedere al operației de sincronizare, *TDA 2570* aduce două idei noi și anume:

- un circuit perfecționat care realizează o bună separare a impulsurilor de sincronizare din semnalul video complex;
- un nou principiu de sincronizare a cadrelor, pornind de la frecvența liniilor.



3.50 Separarea impulsurilor de sincronizare la *TDA 2570*.

Separatorul este reprezentat în figura 3.50. La intrarea 4 se aplică semnalul video complex cu modulație negativă (impulsurile de sincronizare sînt în jos). Filtrul trece jos, avînd o constantă de timp de circa $0,5 \mu s$ reduce zgomotul prezent în semnalul video.



3.51. Semnalul deformat, V_A , de la ieșirea amplificatorului de sincronism.

Semnalul de la ieșirea filtrului este amplificat de aproximativ 10 ori într-un amplificator a cărui polarizare este controlată de un alt amplificator de reacție, astfel încât impulsurile de sincronizare să rămână nedistorsionate în detrimentul excursiei pentru informația video propriu-zisă. La ieșirea acestui amplificator apare un semnal video complex ale cărui impulsuri de sincronizare sînt puternic „alungite” pe cînd zona informației video suferă o „turtire” — vezi figura 3.51.

Acest semnal deformat este trimis către două detectoare de amplitudine care generează la ieșirile lor două tensiuni egale cu nivelul de sincronizare de vîrf și respectiv cu nivelul de stingere. Dimensionînd corespunzător cele două rezistențe R_1 și R_2 se obține pe terminalul 6 o tensiune V_6 cuprinsă între nivelul de vîrf și nivelul de stingere.

Un alt etaj, separatorul, este un comparator ce primește pe o intrare semnalul video complex deformat și pe cealaltă nivelul tensiunii de tăiere V_6 . La ieșirea separatorului apare un semnal „curat” de sincronizare rezultat din „tăierea” impulsurilor de sincronizare la un nivel de tensiune V_6 .

Un asemenea procedeu este independent de amplitudinea semnalului videocomplex prezentat la intrare și imun la o tensiune de zgomot suprapusă peste acesta.

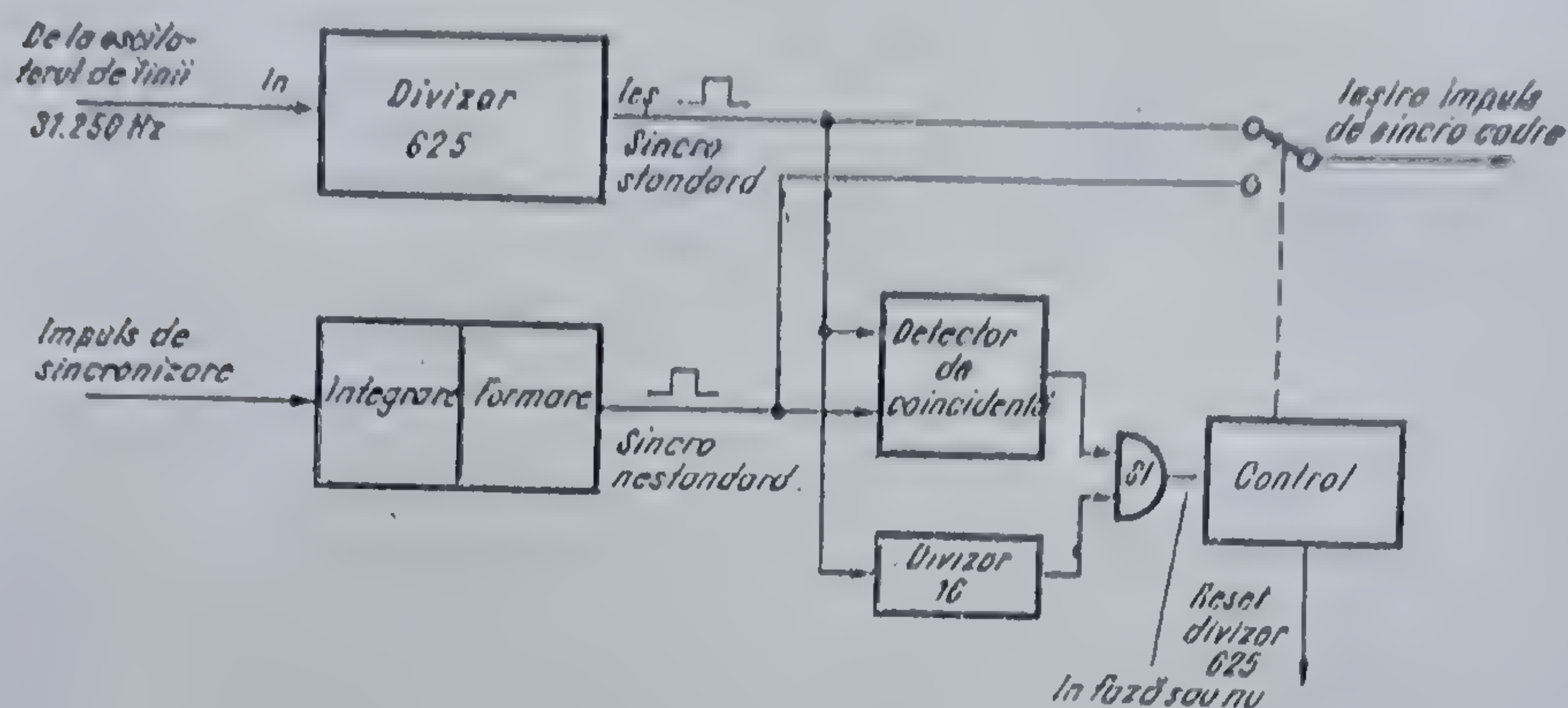
Aici trebuie făcută o observație importantă. Un zgomot de înaltă frecvență suprapus peste vîrfurile impulsului de sincronizare (care apare ca o „zimțare” a vîrfurilor) crează grave dificultăți de funcționare a sincroseparatorului din TBA 950. Impulsul separat este zdrențuit, și acest efect este extrem de neplăcut pentru impulsurile de sincronizare cadre. Astfel de impulsuri, integrate, provoacă o tremurare în timp a frontului anterior, exact cel cu care se face declanșarea oscilatorului pe verticală. Imaginea vibrează („bîțîie”) ușor pe verticală, dar numai la semnal slab în antenă, atunci cînd raportul semnal/zgomot scade sub 26 ... 30 dB.

Sincronizarea cadrelor este prezentată în figura 3.52.

Oscilatorul de linii oscilează pe frecvența dublă a liniilor.

Semnalul este introdus într-un divizor cu 625 format din 10 circuite basculante conectate ca divizoare sincrone. Pentru ca acest numărător să aibă capacitatea maximă de 625 el este adus la zero la al 625-lea impuls. Ieșirea divizorului livrează un impuls numit *impuls de sincronizare standard*.

Impulsul de sincronizare cadre separat din semnalul video complex după integrarea și formarea corespunzătoare dă naștere la un impuls numit *impuls de sincronizare nestandard*.



3.52 Sincronizarea de cadre în circuitul TDA 2570.

Aceste denumiri sînt date, deoarece într-o *transmisie TV standard* impulsul de cadre se poate obține întotdeauna printr-o divizare a frecvenței liniilor. Dar un televizor trebuie să funcționeze și cu semnale *nestandard* de la generatoare de miră service sau sisteme magnetice de înregistrare.

Cele două impulsuri de sincronizare, standard și nestandard, intră într-un detector de coincidență.

Acest detector consideră ambele semnale în fază dacă în timpul existenței impulsului ce vine de la divizor apare și impulsul din integrator. Sînt considerate ca afară din fază dacă 16 sau mai multe impulsuri succesive nestandard nu vin în fază cu impulsul generat de divizor.

Se pot distinge trei cazuri:

- Detectorul de coincidență decide că cele două impulsuri sînt în fază. Atunci este livrat la ieșire impulsul derivat de la ieșirea din divizor — *sincronizare indirectă*.
- După 16 cicluri succesive detectorul de coincidență decide că cele două impulsuri nu sînt în fază. În acest moment spre ieșire este îndreptat impulsul nestandard (cel generat de integrator). În același timp divizorul este adus la zero de primul impuls nestandard. De acum impulsul de sincronizare de la integrator este adus în fază cu impulsul rezultat din divizor. Această sinfazare este verificată după 16 impulsuri standard de la momentul aducerii la zero. Dacă poziția „în fază” se păstrează, ieșirea este comutată pentru impulsul livrat de divizor — *sincronizare indirectă*. În acest mod este obținut din nou primul caz.

În cele două cazuri de pînă acum se observă că este vorba de o transmisie standard pentru care al doilea caz este caracteristic unui regim de demaraj al sincronizării (punere sub tensiune) sau a unei perturbații care a dispărut.

- c. Semnalele nu sînt în fază. În acest caz este introdus de fapt un alt semnal decît cel dintr-o transmisie standard. După cele 16 cicluri succesive detectorul de coincidență anunță că semnalele nu sînt în fază. La fel ca la punctul b, spre ieșire va fi îndreptat impulsul de sincronizare rezultat din integrator iar divizorul adus la zero. Dacă după încă 16 perioade nu s-a detectat că cele două impulsuri sînt în fază ieșirea va rămîne conectată pentru impulsul de sincronizare generat de integrator — sincronizare directă. În continuare, divizorul va fi adus la zero și după o nouă perioadă de 16 impulsuri din divizor relația de fază se va verifica din nou, căutînd mereu ca sistemul să revină pe o sincronizare standard, el rămînînd de fapt pe o sincronizare nestandard.

Avînd în vedere cele expuse mai sus, se poate observa că un semnal rezultat dintr-o transmisie standard va conduce întotdeauna la o sincronizare indirectă pe cadre și va avea o mare imunitate la zgomot. Condițiile de sincronizare pot fi distruse numai în timpul a 16 pulsuri succesive, livrate de divizor. Din contră, un semnal nestandard va atrage o sincronizare normală, directă.

BIBLIOGRAFIE

1. Vățășescu A. ș. a., Circuite integrate liniare — Manual de utilizare, volumul 1, Editura tehnică, București, 1979.
2. * * * N.I.D. 6098/1978, M.I.C.M. — D.G.I.E.E., C.I.E.T.C., IPRS-BANEASA.
3. * * * ITT Integrierte Schaltungen für die Konsumelektronik, Datenbuch, 1973, 1975, 1977.
4. * * * Buletin tehnic nr. 4, capitolul 2, I.I.S. ELECTRONICA, București, 1977.
5. * * * Buletin tehnic nr. 5, capitolul 4, I.I.S. ELECTRONICA, București, 1978.
6. * * * MBLE — Linear Integrated Circuits, Data Book, 1975.
7. * * * SGS-ATES — Linear Integrated Circuit, Data Book, 1978.

TDA 1170

Circuit pentru baleiajul vertical

4.1. Prezentarea circuitului

4.1.1. Destinație

Circuitul integrat *TDA 1170* este destinat baleiajului vertical în receptoarele *TV* alb-negru și color. Acest circuit încorporează toate funcțiile necesare atacului bobinelor de deflexie.

La proiectarea și realizarea circuitului s-a acordat o atenție deosebită posibilității de a obține forma corectă de variație a curentului prin bobinele de deflexie prin reglaje independente între ele. Astfel, reglajele de frecvență, amplitudine și liniaritate se realizează fiecare în alt etaj al circuitului, în așa fel încât interacțiunile reciproce să fie neînsemnate.

Schema circuitului este astfel concepută încât asigură o foarte bună stabilitate în funcționare, atât la variațiile tensiunii de alimentare, cât și la variațiile temperaturii ambiante.

Tensiunea de baleiaj vertical este amplificată cu ajutorul unui amplificator de transconductanță (comandă în tensiune, ieșire în curent) prevăzut cu un etaj de ieșire de putere. Datorită acestui fapt, bobinele din receptoarele alb-negru și bobinele în șa conectate în serie din receptoarele color pot fi atacate direct; pentru bobinele în șa conectate în paralel și pentru bobinele toroidale din receptoarele color este necesar un etaj de putere suplimentar realizat de obicei cu ajutorul unei perechi de tranzistoare complementare.

Datorită domeniului larg de tensiuni de alimentare pe care le acceptă, circuitul poate fi utilizat atât în receptoarele *TV* staționare, cât și în cele portabile.

Puterea disipată de circuit este influențată sensibil de condițiile impuse de cursa inversă a spotului. Pentru a asigura o întoarcere rapidă a spotului, circuitul este prevăzut cu un etaj care dublează tensiunea aplicată pe bobină în timpul întoarcerii. Ca urmare, puterea disipată de circuit este redusă la circa o treime față de puterea disipată de schemele care nu utilizează dublarea tensiunii.

Circuitul este încapsulat într-o capsulă de construcție specială, care asigură o evacuare foarte bună a căldurii de la cip spre mediul ambiant.

Capsula este cunoscută sub codul *CB 109* și este prevăzută cu 12 terminale și două aripioare numite „*tabs*”. Cele două aripioare sînt realizate dintr-o singură bucată de metal, pe care este sudat direct cipul. Ele asigură eliminarea căldurii disipate de cip; radiatoarele suplimentare necesare în unele aplicații vor fi sudate de *tabs*. În același timp, *tabs* constituie cel de al 13-lea terminal care în cazul circuitelor alimentate de la o singură sursă de tensiune pozitivă, trebuie conectat la masă. Detaliile constructive ale capsulei sînt prezentate în anexă.

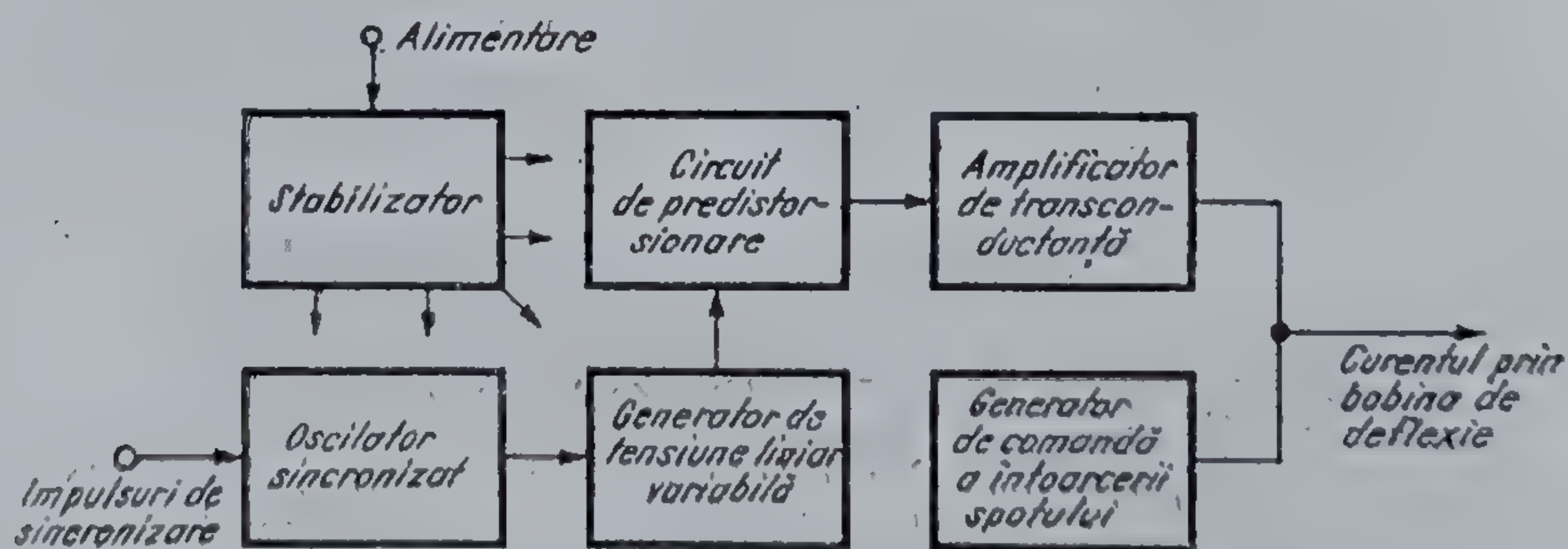
În ansamblu, *TDA 1170* este un circuit cu performanțe remarcabile, suficient de versatil pentru a fi folosit în toate tipurile de receptoare *TV*.

4.1.2. Schema bloc

Schema bloc simplificată a circuitului este prezentată în figura 4.1. Schema bloc detaliată din figura 4.2 conține și un exemplu tipic de conectare a elementelor externe necesare funcționării corecte a circuitului integrat *TDA 1170*.

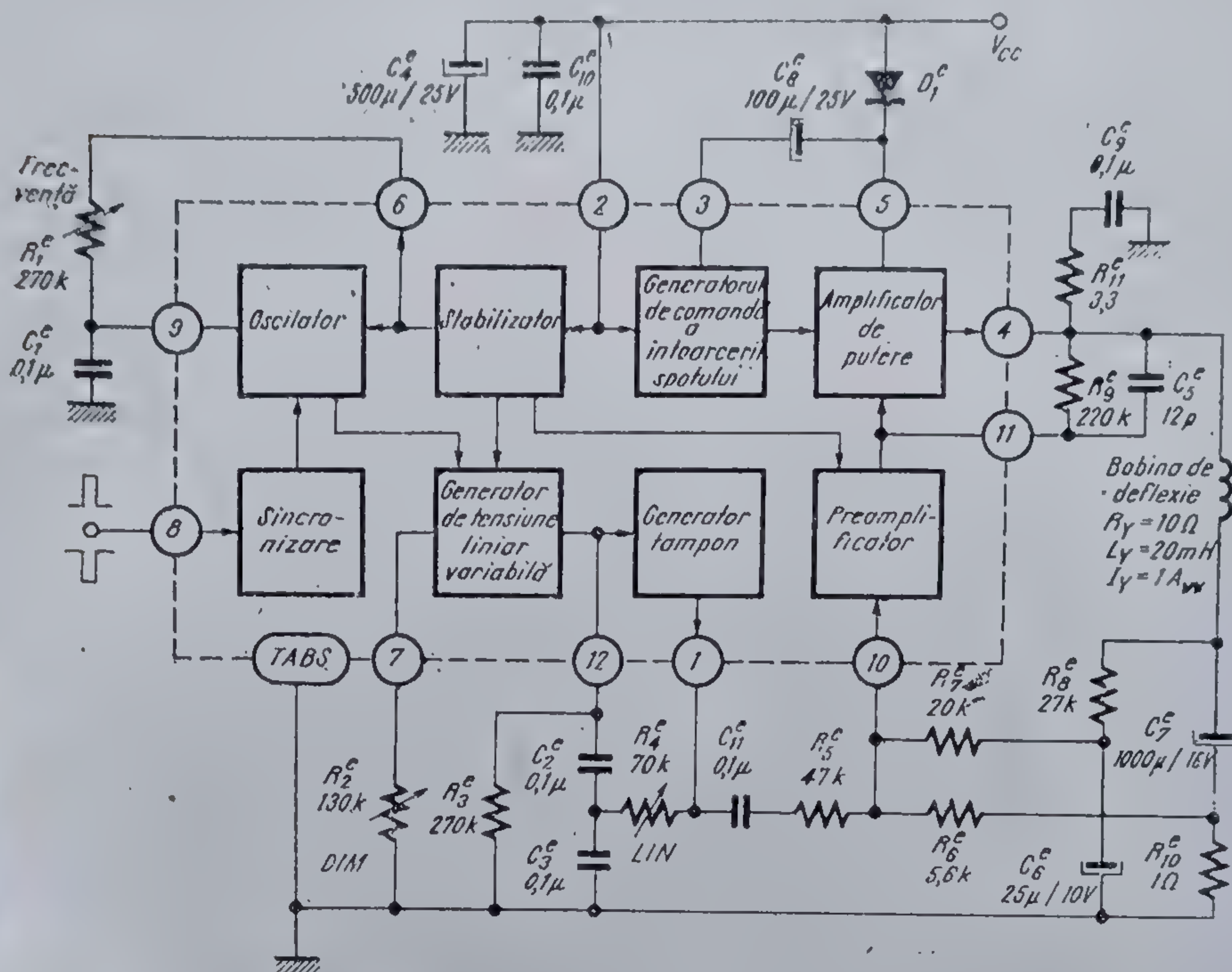
În schema din figura 4.2, ca de altfel în toate schemele din această carte, numărul terminalului apare plasat într-un cerc. Linia punctată pe care este așezat cercul cu cifra corespunzătoare terminalului pune în evidență „marginea” circuitului integrat: de o parte a liniei sînt plasate numai componente care se găsesc pe cip iar de cealaltă parte componentele exterioare.

Componentele exterioare necesare funcționării corecte a circuitului integrat *TDA 1170* indicate în figura 4.2 corespund exemplului standard al



4.1 Schema bloc simplificată a circuitului integrat *TDA 1170*.

circuitului în care se testează parametrii electrici de catalog, care va fi prezentat în § 4.3.2. Se menționează că în aplicații schema electrică rămîne practic aceeași, dar valorile unor componente diferă.



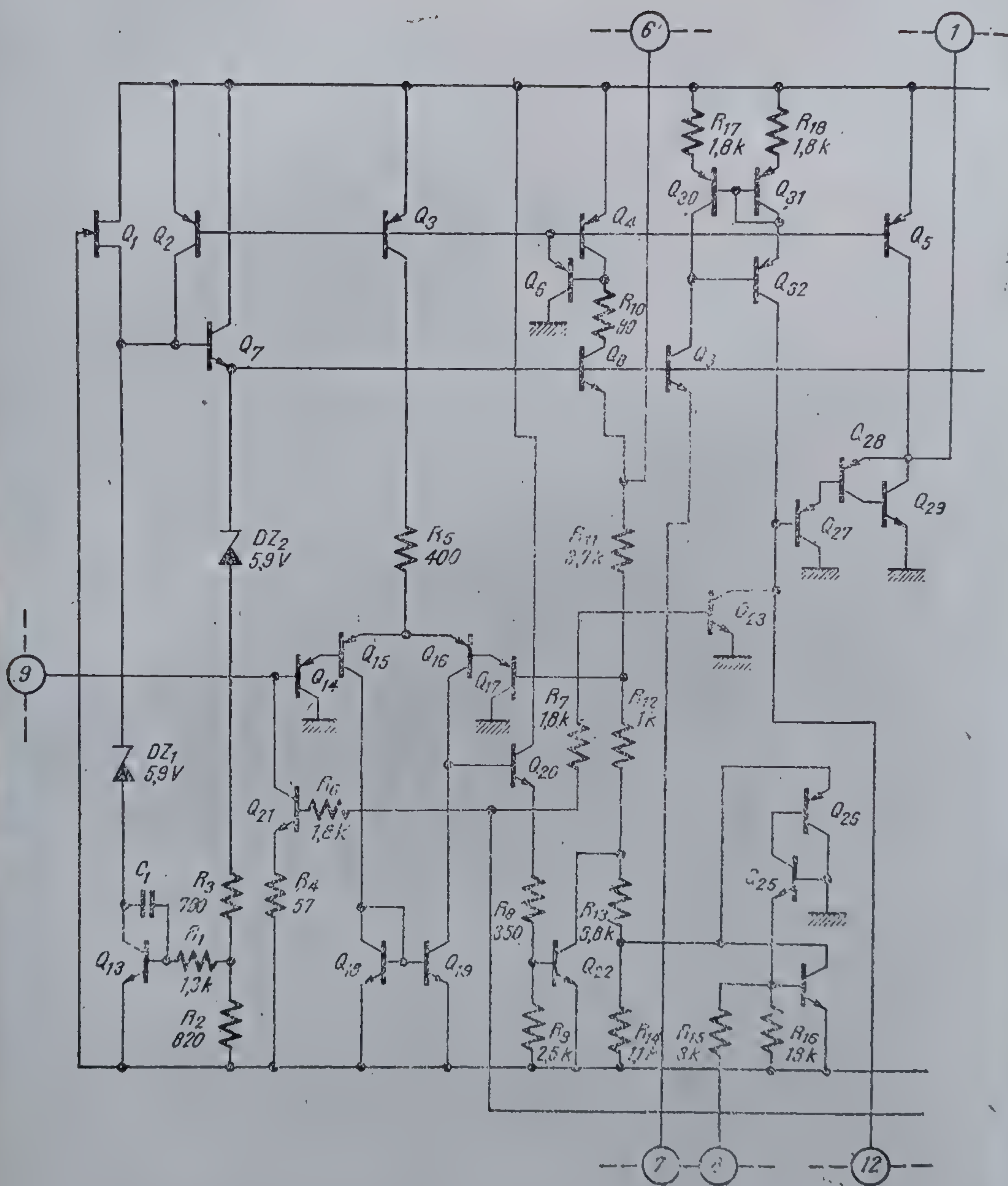
4.2 Schema bloc detaliată și elementele externe necesare pentru circuitul integrat TDA 1170.

Pentru a ușura urmărirea descrierii funcționării circuitului TDA 1170 și pentru a fixa ordinul de mărime al unor parametri importanți, acest exemplu va fi conservat de-a lungul întregului capitol.

4.2. Schema electrică

Schema electrică de ansamblu a circuitului este prezentată în figura 4.3. Pentru analiza funcționării se va apela, în cele ce urmează la descrierea detaliată a schemelor blocurilor funcționale care constituie părțile componente ale schemei de ansamblu.¹

În toate calculele care urmează, se consideră că tensiunea de deschidere a joncțiunii emitor-bază a tranzistoarelor este $V_{BE} = 0,65 V$, că tensiunea colector-emitor a tranzistor saturate este $V_{CE\text{sat}} = 0,2 V$ și că se pot neglija curenții de bază față de curenții de colector.





circuitului integrat TDA 1170;

4.2.1. Stabilizatorul

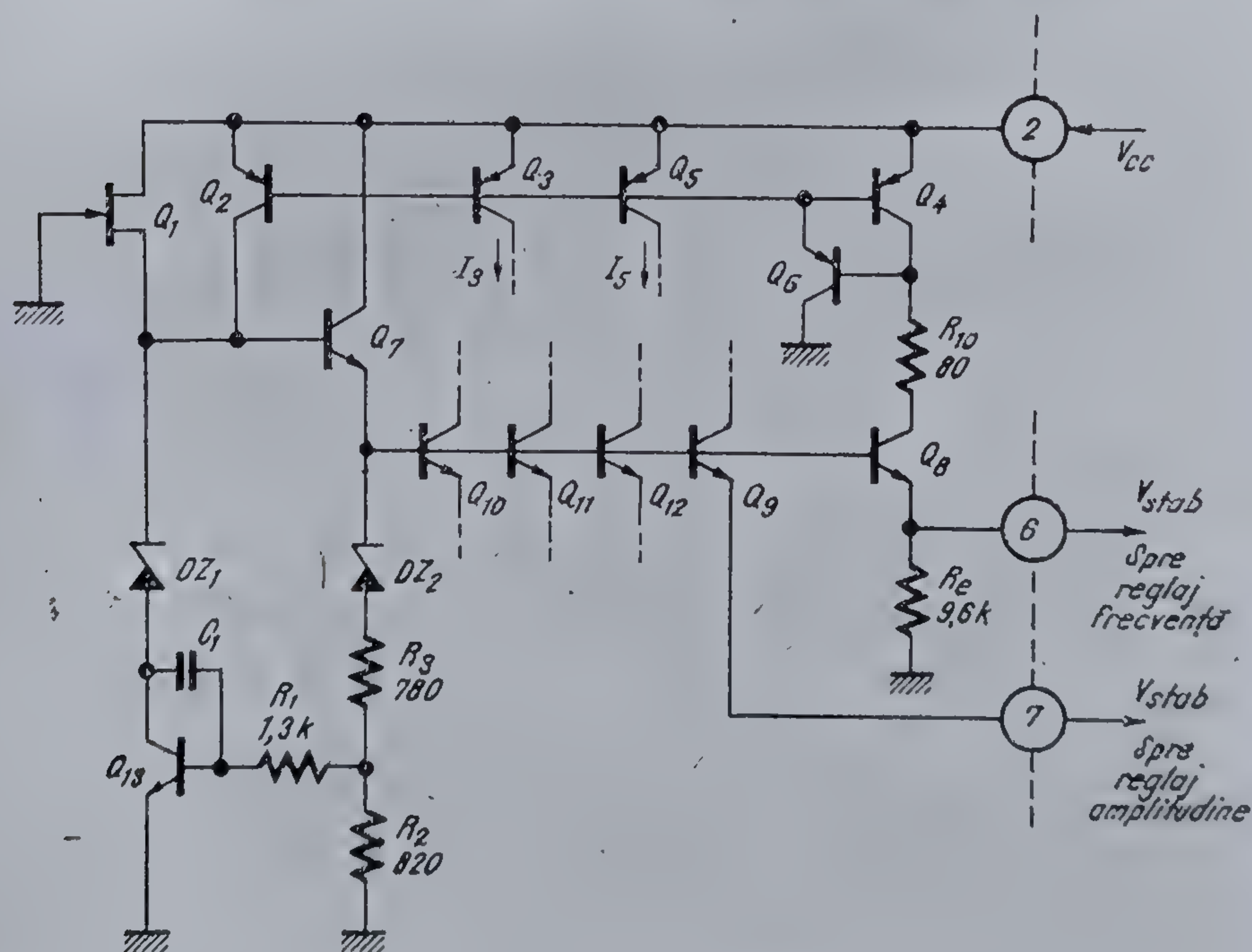
Blocurile funcționare din circuitul integrat TDA 1170 sînt alimentate prin intermediul unui circuit special existent pe cip, care realizează sursele de tensiune constantă și sursele de curent constant necesare.

Elementul central al circuitului de alimentare îl constituie stabilizatorul de tensiune și de curent, a cărui schemă este prezentată în figura 4.4. Pentru a se putea urmări mai ușor modul de funcționare, grupul de rezistențe R_{11} , R_{12} , R_{13} și R_{14} din figura 4.3 a fost înlocuit de rezistența R_c .

Stabilizatorul se alimentează între V_{CC} (terminalul 2) și masă (tabs).

Tensiunea constantă stabilizată se obține în diferite puncte ale schemei prin intermediul tranzistoarelor Q_8 , Q_9 , Q_{10} , Q_{11} și Q_{12} care lucrează ca repetoare pe emitor.

Curenții stabiliți constanți, I_3 și I_5 , rezultă în colectorul tranzistoarelor Q_3 și respectiv Q_5 . Pentru simplitate, în schemele care urmează se va considera că tranzistoarele Q_3 și Q_5 sînt niște generatoare de curent.



4.4 Schema electrică a stabilizatorului.

Pentru ca stabilizatorul să funcționeze normal, este necesar ca tensiunea de alimentare V_{CC} să îndeplinească condiția:

$$V_{CC} \geq V_{CC\min} = V_{BE3} + V_{BE5} + V_{R10} + V_{CE\text{ sat } 8} + V_{stab}. \quad (4.1)$$

Valoarea minimă a tensiunii de alimentare V_{cc} întâlnită în aplicații este determinată de receptorul TV portabil, în care etajul de deflexie verticală este alimentat la circa 10 V. Acceptând o variație de 10% a tensiunii de alimentare și considerând neglijabilă căderea de tensiune pe rezistența R_{10} ($R_{10} \approx 80 \Omega$), din relația 4.1 rezultă:

$$V_{stab \max} = 7 \text{ V.}$$

În consecință:

$$V_{stab \min} = 6 \text{ V.}$$

Valoarea tipică se va considera la mijlocul intervalului:

$$V_{stab \text{ tipic}} = 6,5 \text{ V.}$$

Considerând schema din figura 4.4 se poate scrie că

$$V_{stab} \approx V_{Z2} + \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) V_{BE13} - V_{BEi} \quad (4.2)$$

unde $i = 8, 9, 10, 11$ sau 12 .

Deoarece $V_{BE13} \approx V_{BEi} = V_{BE}$, rezultă

$$V_{stab} \approx V_{Z2} + \frac{R_3}{R_2} V_{BE} = 5,9 + \frac{0,78}{0,82} 0,65 = 6,5 \text{ V.} \quad (4.3)$$

Relația de mai sus pune în evidență faptul că schema permite proiectantului circuitului să compenseze coeficientul de temperatură al tensiunii de străpungere al diodei Zener prin alegerea convenabilă a raportului rezistențelor R_3 și R_2 .

Estimațiile teoretice pentru coeficientul de temperatură al tensiunii V_Z care țin seama atât de valoarea ei, cât și de curentul I_Z , la care va funcționa dioda stabilizatoare, conduc pentru $I_Z = 0,8 \text{ mA}$ la o valoare de aproximativ $1,9 \text{ mV/}^\circ\text{C}$. Întrucât coeficientul de temperatură al joncțiunii emitor-bază este de aproximativ $-2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$, rezultă că pentru a se realiza compensarea este necesar ca raportul R_3/R_2 să ia valoarea

$$\frac{R_3}{R_2} \approx \frac{0,78}{0,82} = 0,94. \quad (4.4)$$

Desigur, compensarea astfel realizată nu este perfectă (de exemplu, din cauza aproximațiilor modelului teoretic utilizat pentru determinarea coeficientului de temperatură al tensiunii V_Z sau a toleranței cu care se realizează tehnologic raportul R_3/R_2).

Experimental, prin măsurări realizate pe circuite din fabricația curentă, pentru coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate V_{stab} se obține o valoare tipică de $-0,25 \text{ mV/}^\circ\text{C}$.

În paragrafele următoare se va arăta că această valoare, cu un ordin de mărime mai mică decât valoarea coeficientului de temperatură al tensiunii V_Z este întru-totul satisfăcătoare pentru funcționarea corectă a circuitului.

Curentul furnizat de generatoarele de curent Q_3 și Q_5 este practic egal cu curentul de colector al tranzistorului Q_4 , deoarece Q_3 , Q_4 și Q_5 au aceeași tensiune V_{BE} și sînt realizate astfel ca să aibă aceeași arie. Valoarea sa este dată de relația:

$$I = \frac{V_{stab}}{R_6} = \frac{V_{stab}}{R_{11} + R_{12} + R_{13} + R_{14}} = \frac{6,5}{3,7 + 1 + 3,8 + 1,1} = 0,68 \text{ mA.} \quad (4.5)$$

Curentul de bază al generatoarelor de curent este furnizat de tranzistorul Q_6 .

Trebuie observat că la conectarea sursei de alimentare grupul format din tranzistoarele Q_4 și Q_6 ar putea rămîne blocat menținînd astfel blocat întregul stabilizator. Rolul de a asigura automat pornirea revine tranzistorului cu efect de cîmp Q_1 care este într-o conexiune care permite întotdeauna trecerea curentului. El furnizează un curent de bază tranzistorului Q_7 la orice valoare a tensiunii de alimentare V_{CC} . La rîndul său, Q_7 determină deschiderea tranzistorului Q_8 care forțează curgerea unui curent prin tranzistoarele Q_4 și Q_6 .

Capacitatea C_1 are rolul de a împiedica eventualele oscilații de înaltă frecvență ale stabilizatorului. Din motive tehnologice, tensiunea maximă pe care o poate suporta nu depășește cîțiva volți; în plus, valoarea ei scade odată cu creșterea tensiunii. De aceea, tensiunea V_{CB13} este fixată la o valoare mai coborîtă prin introducerea diodei DZ_1 :

$$V_{CB13} = (V_{stab} + V_{BE8} + V_{BE7} - V_Z) - V_{BE13}. \quad (4.6)$$

Înlocuind V_{stab} prin expresia 4.3, se obține:

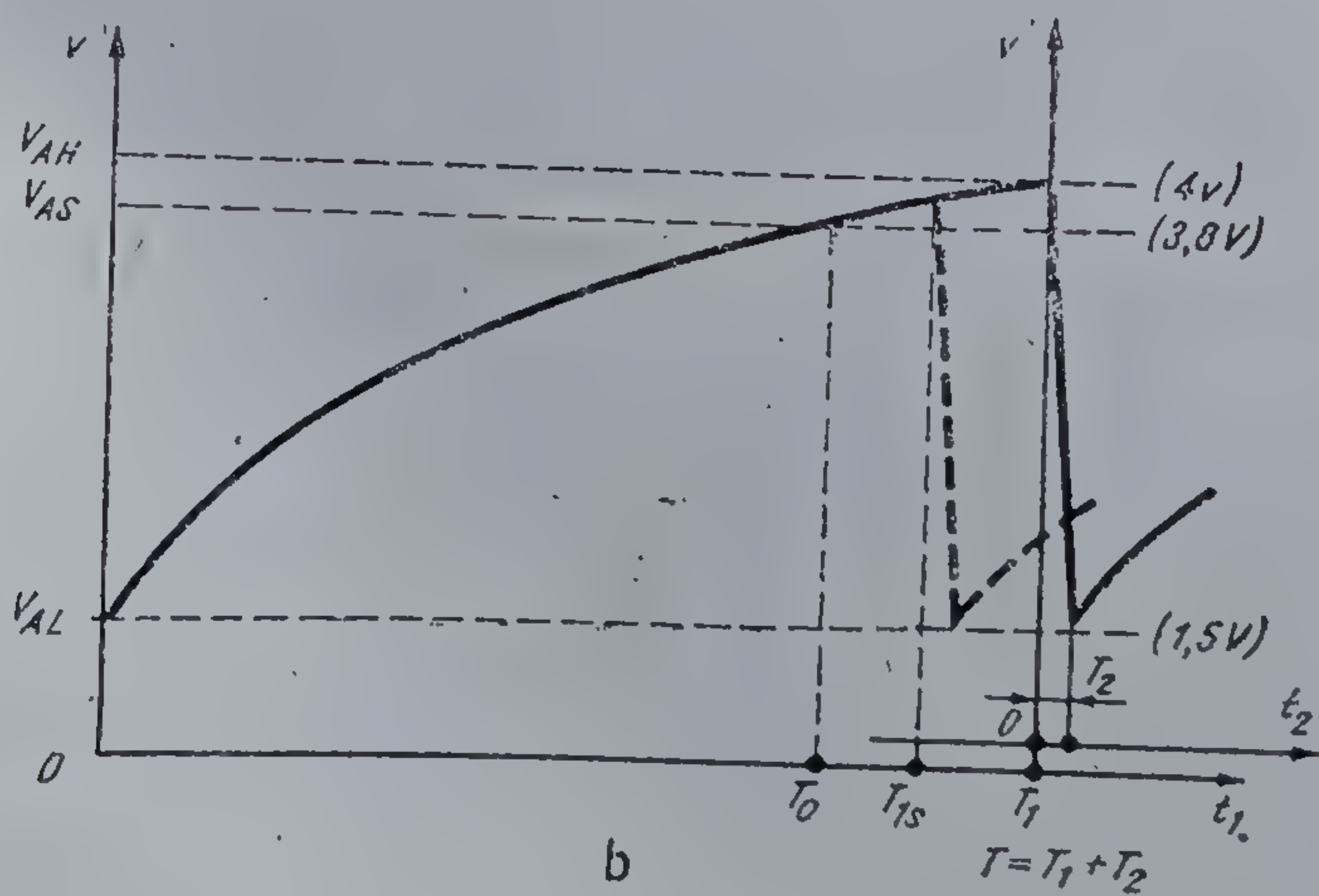
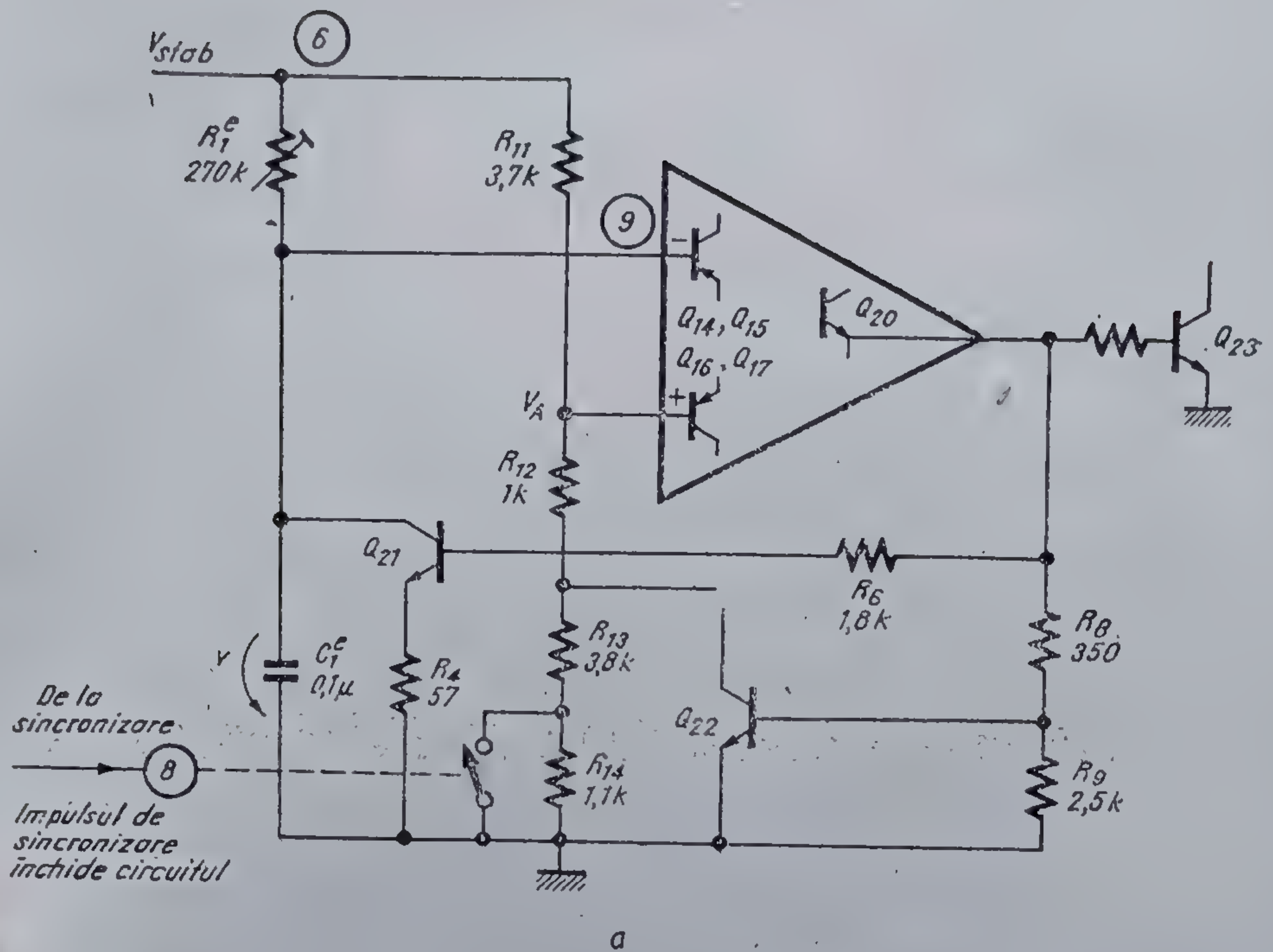
$$V_{CB13} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) V_{BE} = \left(1 + \frac{0,78}{0,82}\right) 0,65 = 1,27 \text{ V.} \quad (4.7)$$

Influența tensiunii de alimentare asupra tensiunii stabilizate se face simțită datorită impedanței de ieșire finite a generatoarelor de curent Q_1 și Q_2 ; aceasta determină variații ale curentului prin diodele Zener și, prin urmare, variații ale tensiunii stabilizate. Totuși, este de așteptat ca acestea să fie extrem de mici.

Într-adevăr, experimental se obține un factor de stabilizare cu o valoare tipică de 1,5 mV/V pentru întreg domeniul admisibil de tensiuni de alimentare, ceea ce face inutilă orice altă discuție asupra dependenței tensiunii stabilizate de variațiile tensiunii de alimentare.

4.2.2. Oscilatorul și sincronizarea

Frecvența de baleiaj este determinată de un oscilator de relaxare sincronizat a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 4.5 iar schema detaliată este dată în figura 4.6.



4.5 Oscilatorul sincronizat. a — Schema de principiu, b — Formă de undă și definițiile mărimilor utilizate în calcul.

În momentul în care potențialul intrării inversoare coboară, atingând noua valoare V_{AL} a potențialului intrării inversoare.

În acest moment tranzistoarele Q_{14} și Q_{15} se deschid în timp ce tranzistoarele Q_{16} , Q_{17} , Q_{20} , Q_{21} și Q_{22} se blochează, potențialul intrării neinversoare crește la valoarea V_{AH} și circuitul se află din nou în starea inițială.

În consecință, perioada T a oscilatorului va fi determinată de suma timpilor de încărcare (T_1) și descărcare (T_2) a capacității C_1 :

$$T = T_1 + T_2. \quad (4.8)$$

Grupul de tranzistoare Q_{24} , Q_{25} și Q_{26} constituie circuitul de sincronizare, sensibil atât la impulsuri pozitive, cât și la impulsuri negative. Apariția unei tensiuni pe terminalul 8 determină deschiderea tranzistorului Q_{24} (dacă este pozitivă) sau a tranzistoarelor Q_{25} , Q_{26} (dacă este negativă). În ambele cazuri este șuntată rezistența R_{14} . În figura 4.5 acțiunea impulsului de sincronizare este modelată de un contact normal deschis, plasat în paralel cu rezistența R_{14} ; contactul stă închis pe toată durata impulsului de sincronizare. Ca urmare, potențialul V_A ia o valoare V_{AS} mai mică decât V_{AH} .

Dacă la intrarea de sincronizare apare un impuls în timp ce tensiunea v la bornele capacității este mai mică decât V_{AS} , respectiv între 0 și T_0 în figura 4.5.b, procesul de încărcare continuă neschimbat. Dacă însă impulsul găsește pe condensatorul C_1 o tensiune v mai mare decât V_{AS} , adică apare între T_0 și T_1 , comparatorul este basculat, tensiunea V_A ia valoarea V_{AL} și se amorsează descărcarea condensatorului. Din această analiză rezultă că în prezența impulsurilor de sincronizare perioada oscilației va fi întotdeauna mai mică decât perioada oscilației libere*.

• Amplitudinea și frecvența de oscilație

În cele ce urmează se va da o descriere cantitativă a funcționării oscilatorului sincronizat.

Fie V_{AH} potențialul fixat la intrarea inversoare cu tranzistoarele Q_{22} , Q_{24} și Q_{26} blocate, V_{AS} același potențial cu tranzistoarele Q_{24} sau Q_{26} saturate și V_{AL} valoarea lui cu tranzistorul Q_{22} saturat.

Analiza schemei din figura 4.6 permite precizarea acestor valori:

$$V_{AH} = \frac{R_{12} + R_{13} + R_{14}}{R_{11} + R_{12} + R_{13} + R_{14}} V_{stab} \approx \frac{1 + 3,8 + 1,1}{3,7 + 1 + 3,8 + 1,1} 6,5 \approx 4 \text{ V}; \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} V_{AS} &= \frac{R_{12} + R_{13}}{R_{11} + R_{12} + R_{13}} V_{stab} + \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12} + R_{13}} V_{CEsat} \approx \\ &\approx \frac{1 + 3,8}{3,7 + 1 + 3,8} 6,5 + \frac{3,7}{3,7 + 1 + 3,8} 0,2 \approx 3,8 \text{ V}; \end{aligned} \quad (4.10)$$

* Pentru ca un oscilator de cadru să poată fi ușor sincronizat este necesar ca frecvența oscilației libere să fie întotdeauna mai mică decât 50 Hz, pentru ca oscilatorul să nu „apuce” să se autodeclanșeze; deci perioada oscilației libere trebuie să fie mai mare de 20 ms.

$$V_{AL} = \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} V_{stab} + \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} V_{CEsat} \approx$$

$$\approx \frac{1}{3,7 + 1} 6,5 + \frac{3,7}{3,7 + 1} 0,2 = 1,5 \text{ V.} \quad (4.11)$$

Aceste rezultate permit calcularea amplitudinii vîrf la vîrf a oscilațiilor care pot fi observate la terminalul 9:

- în absența impulsului de sincronizare

$$V_{gvv \max} = V_{AH} - V_{AL} = 4 - 1,5 = 2,5 \text{ V;} \quad (4.12)$$

- în prezența impulsului de sincronizare

$$V_{gvv \min} = V_{AH} - V_{AS} = 3,8 - 1,5 = 2,3 \text{ V.} \quad (4.13)$$

În catalog valoarea tipică este dată la jumătatea intervalului:

$$V_{gvv \text{ tipic}} = 2,4 \text{ V.} \quad (4.14)$$

Determinarea perioadei oscilatorului apelează la rezolvarea ecuației diferențiale care descrie încărcarea și descărcarea condensatorului. Considerînd condensatorul C_1^e care se încarcă prin rezistența R_1^e de la sursa V_{stab} și are la borne la momentul $t = 0$ o tensiune V_{AL} , se poate scrie², notînd cu v tensiunea pe condensator la momentul t_1

$$\frac{V_{stab} - v}{R_1^e} = C_1^e \frac{dv}{dt_1} \quad (4.15)$$

Ecuația 4.15 admite soluția²

$$v = V_{stab} - (V_{stab} - V_{AL}) e^{-t_1/\tau_1} \quad (4.16)$$

unde

$$\tau_1 = R_1^e C_1^e \quad (4.17)$$

Încărcarea condensatorului se termină după un timp T_1 , în momentul în care tensiunea la bornele lui egalează tensiunea fixată între intrarea neinverse a comparatorului și masă, V_{AH} :

$$v(T_1) = V_{stab} - (V_{stab} - V_{AL}) e^{-T_1/\tau_1} = V_{AH} \quad (4.18)$$

Înlocuind V_{AH} cu relația 4.9 și V_{AL} cu relația 4.11, se poate calcula, din relația 4.18, durata încărcării condensatorului C_1^e :

$$T_1 = \tau_1 \ln \left[K_1 \left(1 + \frac{R_{13} + R_{14}}{R_{11} + R_{12}} \right) \right] \approx \tau_1 \ln \left[0,97 \left(1 + \frac{3,8 + 1,1}{3,7 + 1} \right) \right] \approx 0,68 \tau_1 \quad (4.19)$$

unde s-a notat

$$K_1 = 1 - \frac{V_{CEsat}}{V_{stab}} \approx 1 - \frac{0,2}{6,5} \approx 0,97. \quad (4.20)$$

● Imunitatea la zgomot a circuitului de sincronizare

Pentru a se asigura o funcționare cât mai stabilă a televizorului circuitul de sincronizare trebuie să fie caracterizat de o bună imunitate la zgomote.

Mărirea imunității la zgomot se realizează în circuitul TDA 1170 pe două căi.

a. O primă cale constă în stabilirea pragului de sensibilitate la o valoare mai mare a tensiunii de intrare (la terminalul 8) cu ajutorul divizorului R_{15}, R_{16} .

În absența acestui divizor, pragul de sensibilitate ar fi $\pm V_{BE}$. Prezența divizorului îi ridică valoarea la:

$$V_{8\min} = \frac{R_{15} + R_{16}}{R_{16}} V_{BE} = \frac{3 + 18}{18} 0,65 = 0,76 \text{ V.} \quad (4.21)$$

Trebuie precizat că tranzistoarele uzuale de arie mică din circuitele integrate au o tensiune emitor-bază în general mai mare de 0,65 V; pentru a lua în considerație acest fenomen, precum și eroarea cu care se realizează tehnologic rapoartele de rezistențe și alte surse de eroare, valoarea minimă admisibilă pentru amplitudinea impulsurilor de sincronizare este stabilită în foaia de catalog la ± 1 V. Din considerente legate de curentul maxim admisibil în joncțiunile tranzistoarelor, amplitudinea impulsurilor de sincronizare nu va depăși valoarea

$$V_{8\max} = 12 \text{ V.} \quad (4.22)$$

Se observă că de fapt prezența divizorului nu ridică prea mult pragul de sincronizare, deci nici nu asigură o creștere semnificativă a imunității la zgomot. El are însă și rolul de a asigura o impedanță de intrare sporită. Impedanța de intrare este practic stabilită de rezistența de 3 k Ω , R_{15} , la care se adaugă o contribuție din partea joncțiunii emitor-bază a tranzistorului Q_{24} sau a tranzistorului Q_{25} . În total, impedanța de intrare se stabilește la circa:

$$R_{in8} = 3,5 \text{ k}\Omega. \quad (4.23)$$

b. A doua cale prin care se îmbunătățește imunitatea la zgomote este legată de modul specific în care acționează circuitul de sincronizare asupra oscilatorului.

Apariția impulsului de sincronizare determină modificarea pragului superior de la valoarea V_{AH} la o valoare V_{AS} , mai mică, ceea ce are ca efect reducerea duratei de încărcare T_1 a condensatorului C_1 și prin aceasta reducerea perioadei, deci creșterea frecvenței oscilatorului *. Modificarea lui V_{AH} la V_{AS} nu poate însă reduce durata încărcării cu mai mult de 15%, deoarece tensiunea de la bornele condensatorului nu atinge valoarea V_{AS} decât după

* Desigur, se modifică și T_2 ; după cum se va vedea însă, $T_2 \ll T_1$ și neglijarea influenței sale este justificată.

0,85 T_1 . În acest fel, impulsurile parazite care ar putea apare în primele 85% ale timpului T_1 nu influențează funcționarea oscilatorului. Această condiție de imunitate la zgomot pentru 85% din durata încărcării se poate formula cantitativ:

$$v(0,85 T_1) = V_{AS}; \quad (4.24)$$

înlocuind T_1 din relația 4.19 în expresia 4.16 și utilizând relațiile 4.10 și 4.11, ecuația 4.24 se transformă în

$$1 + \frac{R_{13}}{R_{11} + R_{12}} = \left[K_1 \left(1 + \frac{R_{13} + R_{14}}{R_{11} + R_{12}} \right) \right]^{0,85}. \quad (4.25)$$

Prin calcul direct, se constată ușor că circuitul este astfel proiectat încît să satisfacă ecuația 4.25. Ca urmare, descărcarea condensatorului C_1 se poate declanșa numai în intervalul $(0,85 T_1 \dots T_1)$.

Descărcarea condensatorului C_1 este descrisă de ecuația diferențială

$$\frac{v - V_{CEsat21}}{R_4} = C_1 \frac{dv}{dt_2}. \quad (4.26)$$

Este de dorit ca durata descărcării să fie mică; de aceea, valoarea sa se va determina în cazul cel mai defavorabil, cînd pragurile oscilatorului sînt la distanța maximă. Acesta este cazul oscilației în absența impulsurilor de sincronizare (oscilația liberă); în consecință, se va impune condiția ca la momentul inițial al descărcării (care coincide cu momentul final al încărcării) tensiunea pe condensator să fie V_{AH} . Soluția ecuației 4.26 este ²

$$v = V_{CEsat} + (V_{AH} - V_{CEsat}) e^{-t_2/\tau_2} \quad (4.27)$$

unde:

$$\tau_2 = R_4 C_1. \quad (4.28)$$

Punînd condiția

$$v(T_2) = V_{CEsat} + (V_{AH} - V_{CEsat}) e^{-T_2/\tau_2} = V_{AL} \quad (4.29)$$

și înlocuind V_{AH} și V_{AL} cu relațiile 4.9 și 4.11, rezultă că durata descărcării este:

$$\begin{aligned} T_2 &= -\tau_2 \ln \left[\left(1 + \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12} + R_{13} + R_{14}} \right) \left(1 - \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} K_1 \right) \right] \approx \\ &\approx -\tau_2 \ln \left[\left(1 + \frac{3,7}{3,7 + 1 + 3,8 + 1,1} \right) \left(1 - \frac{3,7}{3,7 + 1} 0,97 \right) \right] \approx 1,12 \tau_2. \end{aligned} \quad (4.30)$$

În aceste condiții rezultă direct

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{0,68 \tau_1}{1,12 \tau_2} \approx 0,61 \frac{R_1^e}{R_4^e} = 0,61 \frac{270 \cdot 10^3}{57} \approx 2,8 \cdot 10^3. \quad (4.31)$$

Relația 4.26 pune în evidență faptul că durata descărcării capacității este neglijabilă față de durata încărcării. Aceasta înseamnă că relația 4.8 se poate scrie din nou,

$$T = T_1 + T_2 \approx T_1, \quad (4.32)$$

cu bună aproximație, iar condiția 4.25 se poate extrapola asupra întregii perioade.

Observațiile de mai sus permit determinarea plajei de sincronizare, adică a diferenței maxime între frecvența oscilației libere a oscilatorului și frecvența impulsurilor de sincronizare care mai asigură încă sincronizarea, notată $T_1 - T_0$ în figura 4.5.b.

Frecvența de sincronizare este în toate cazurile de 50 Hz. Cum perioada oscilatorului poate fi redusă cu maximum 15 % rezultă că el va putea fi sincronizat numai dacă frecvența oscilației libere este cuprinsă între 43 Hz și 50 Hz.

● Stabilitatea frecvenței de oscilație

Stabilitatea frecvenței de oscilație are o deosebită importanță. În cele ce urmează se va studia repetabilitatea tehnologică a acestui parametru și variațiile datorate temperaturii și sursei de alimentare.

a) Variații datorate dispersiei rașoartelor de rezistențe

Relațiile 4.19 și 4.30 pun în evidență faptul că perioada de oscilație depinde de doi factori intrinseci circuitului: raportul dintre tensiunea de saturație a tranzistoarelor și tensiunea stabilizată pe de o parte și raportul rezistențelor care fixează potențialul la intrarea neînversoare pe de altă parte.

Se va nota pentru comoditate

$$K_0 = \frac{R_{13} + R_{14}}{R_{11} + R_{12}} \approx \frac{3,8 + 1,1}{3,7 + 1} \approx 1,04 \quad (4.33)$$

și se va admite o variație tipică de 2% a lui K_0 (după cum se știe, tehnologia planar-epitaxială conduce la dispersii importante ale valorilor rezistențelor, dar la dispersii mici ale valorilor rașoartelor de rezistențe). Se poate arăta ușor că

$$\left| \frac{\Delta T}{T} \right|_1 = \frac{\Delta K_0}{(1 + K_0) \ln[K_1(1 + K_0)]} \approx \frac{(0,02 \cdot 1,04)}{2,04 \ln(2,04 \cdot 0,97)} \leq 1,5\%, \quad (4.34)$$

unde K_1 este dat de relația 4.20.

b) Variații datorate dispersiei valorii decalajului de tensiune la intrarea comparatorului (V_D)

Pentru a analiza acest efect, relația 4.16 care descrie încărcarea condensatorului C_1 se rescrie după cum urmează:

$$v - (v - V_{AL} - V_D) e^{-T_1/\tau_1} = V_{AH} + V_D \quad (4.35)$$

care conduce la următoarea expresie pentru perioada oscilatorului:

$$T \approx T_1 = \tau_1 \ln \frac{K_1 \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} - \frac{V_D}{V_{stab}}}{\frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12} + R_{13} + R_{14}} - \frac{V_D}{V_{stab}}} \quad (4.36)$$

Variațiile perioadei vor fi date cu bună aproximație de relația *

$$\left| \frac{\Delta T}{T} \right|_2 = \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}} \right) \cdot \frac{1 - K_1 - K_1 K_0}{K_1 \ln [K_1 (1 + K_0)]} \cdot \frac{|\Delta V_D|}{V_{stab}} \quad (4.37)$$

Admițînd o valoare maximă $|\Delta V_D| = 10 \text{ mV}$, se obține:

$$\left| \frac{\Delta T}{T} \right|_2 = \left(1 + \frac{1}{3,7} \right) \cdot \frac{1 - 0,97 - 0,97 \cdot 1,04}{0,97 \ln [0,97(1 + 1,04)]} \cdot \frac{10 \cdot 10^{-3}}{6,5} \leq 0,4\%$$

c) *Variațiile datorate temperaturii*

Se vor considera două mecanisme prin care temperatura influențează perioada de oscilație.

Primul ține seama de variația cu temperatura a decalajului de tensiune la intrare, care poate atinge în valoare absolută $50 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, adică $3,5 \text{ mV}$ pentru o variație de temperatură de 70°C . Utilizînd relația 4.37, se obține:

$$\left| \frac{\Delta T}{T} \right|_3 \leq 0,1\% \quad (4.38)$$

Al doilea mecanism ține seama de dependența de temperatură a tensiunii stabilizate. După cum s-a arătat în § 4.2.1, coeficientul de temperatură al acesteia este de cel mult $-0,25 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, ceea ce înseamnă că pentru o variație de 70°C a temperaturii rezultă o variație de $17,5 \text{ mV}$ a tensiunii stabilizate. Cu această valoare se obține:

$$\begin{aligned} \left| \frac{\Delta T}{T} \right|_4 &= \frac{V_{CEsat} \cdot \Delta V_{stab}}{V_{stab} K_1 \ln [K_1 (1 + K_0)]} = \\ &= \frac{0,2 \cdot 17,5 \cdot 10^{-3}}{6,5^2 \cdot 0,97 \ln [0,97(1 + 1,04)]} \leq 0,013\% \end{aligned} \quad (4.39)$$

d) *Variații datorate sursei de alimentare*

În § 4.2.1 s-a indicat că o valoare tipică pentru factorul de stabilizare la variațiile tensiunii de alimentare este de $1,5 \text{ mV/V}$. Valoarea maximă a tensiunii de alimentare admisibile, limitată de străpungerea joncțiunilor din circuit, este de 27 V . Măsurarea parametrilor de catalog în regim dinamic se efectuează într-un punct situat în vecinătatea tensiunii maxime admisibile, adică la $V_{co} = 25 \text{ V}$.

* La deducerea acestei relații s-au neglijat toți termenii care conțin pe $V_D/V_{stab} \ll 1$.

De aceea, în acest calcul se va considera că tensiunea de alimentare aplicată la terminalul 2 este de 25 V. Admițând variații de 10 % ale sursei de alimentare, rezultă $\Delta V_{stab} = 3,75$ mV. Utilizând relația 4.39, se obține

$$\left| \frac{\Delta T}{T} \right|_5 \leq 0,003 \% \quad (4.40)$$

Considerînd că mecanismele care afectează stabilitatea sînt independente, variațiile globale ale frecvenței de oscilație se pot calcula cu formula:

$$\left| \frac{\Delta T}{T} \right| = \sqrt{\sum_{i=1}^5 \left(\frac{\Delta T}{T} \right)_i^2} \leq 1,6 \% \quad (4.41)$$

În realitate, reglarea frecvenței oscilației libere (care se efectuează cu ajutorul rezistenței variabile R_1^e) compensează dispersiile tehnologice; apar însă și alte mecanisme care influențează stabilitatea, cum ar fi de exemplu, dependența de temperatură a valorii elementelor externe.

Experimental, frecvența oscilației libere manifestă un coeficient tipic de dependență de tensiunea de alimentare de 0,02 %/V și de temperatură aripioarelor (tabs) de 0,03 %/°C, respectiv de 0,01 Hz/V și de 0,015 Hz/°C, valori care demonstrează convingător foarte buna stabilitate a oscilatorului din circuitul integrat TDA 1170.

Analizînd schema oscilatorului din figura 4.6 se observă că în proiectarea și realizarea sa lucrurile trebuie astfel aranjate, încît frecvența de oscilație să nu fie influențată de curentul care iese din terminalul 9, adică de curentul de bază al tranzistorului Q_{14} , curent care a fost neglijat în toate calculele de mai sus.

Pentru ca această neglijare să fie legitimă, trebuie ca valoarea curentului de bază al tranzistorului Q_{24} să fie neglijabilă față de valoarea minimă I_{C1min}^e a curentului de încărcare a capacității C_1^e , dată de relația:

$$I_{C1min}^e = \frac{V_{stab} - V_A}{R_1^e} = \frac{6,5 - 4}{270 \cdot 10^3} \approx 9,2 \mu A \quad (4.42)$$

Impunînd condiția uzuală

$$I_{B14} = -I_9 \leq \frac{I_{C1min}^e}{10} \approx 0,9 \mu A \quad (4.43)$$

se poate obține o valoare limită inferioară pentru factorii de amplificare în curent ai tranzistoarelor Q_{14} și Q_{15} .

Pentru aceasta, se va presupune că tot curentul I_3 furnizat de generatorul Q_3 curge prin tranzistorul Q_{15} (curentul I_3 a fost calculat cu relația 4.5). Relația 4.43 devine

$$I_{B14} = \frac{I_3}{\beta_{14}\beta_{15}} = \frac{0,6}{\beta_{14}\beta_{15}} \text{ mA} \leq 0,9 \mu A \quad (4.44)$$

ceea ce conduce la

$$\beta_{14}\beta_{15} \geq 670 \quad (4.45)$$

În realitate, procesul tehnologic este astfel pilotat încît produsul $\beta_{14}\beta_{15}$ atinge ușor valori de circa 3 000, astfel că valoarea tipică a curentului de intrare în oscilator, măsurat pe terminalul 9, va fi

$$I_{9 \text{ tipic}} = -0,2 \text{ } \mu\text{A.} \quad (4.47)$$

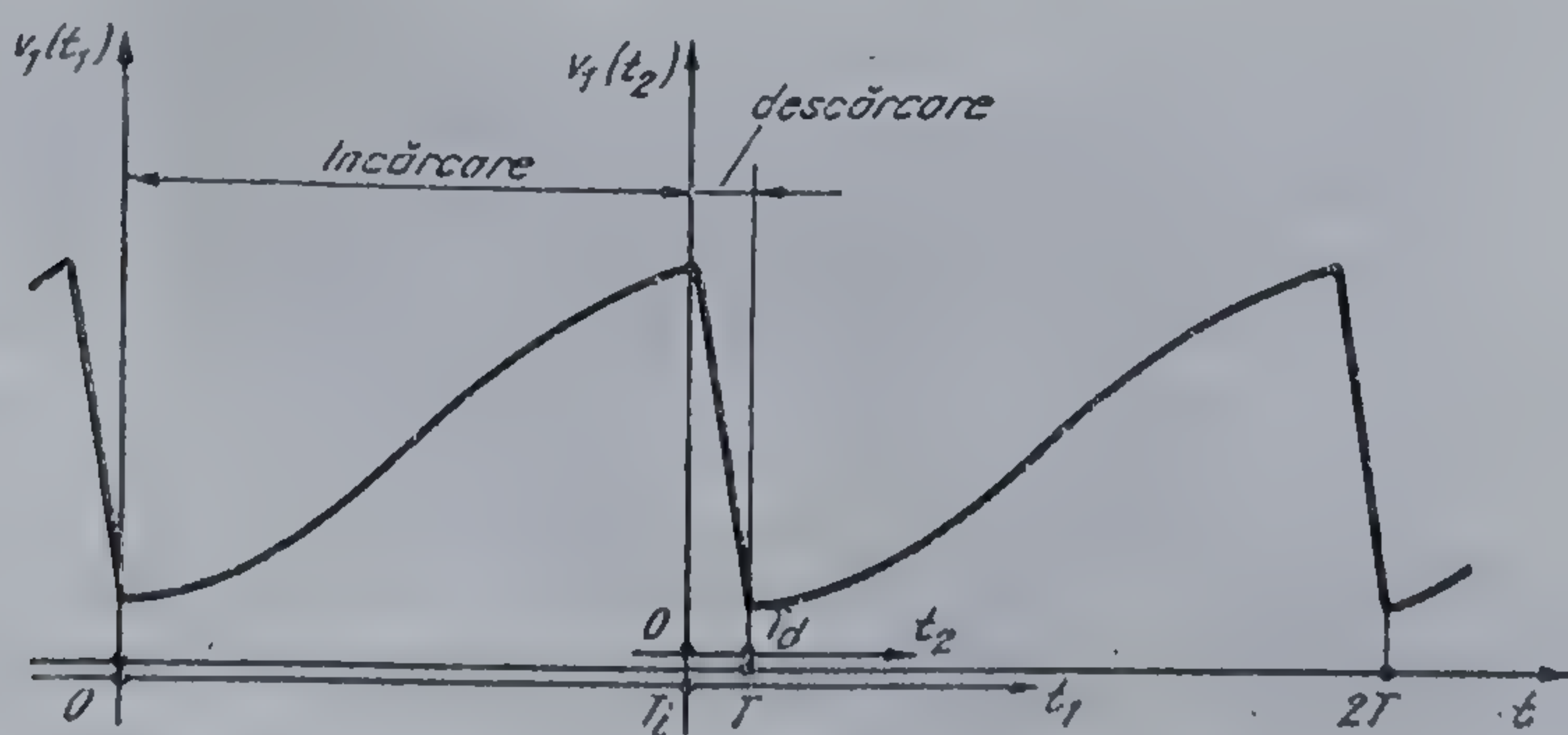
Pe de altă parte, circuitul de măsură utilizează în mod acoperitor, o valoare a rezistenței R_i mai mare decît valoarea întîlnită în orice aplicație. De aceea, limita maxim admisibilă a curentului de intrare în oscilator este stabilită în foaia de catalog la $-1 \text{ } \mu\text{A}$.

4.2.3. Generatorul de tensiune liniar variabilă și amplificatorul tampon

Din teoria baleiajului vertical³ se știe că tensiunea de baleiaj trebuie să permită obținerea corecției de tangentă (numită și corecție în S), care este necesară deoarece bobinele de deflexie nu sînt plasate în centrul de curbură al ecranului tubului cinescop; ecranul fiind aproape plan, acest centru este foarte departe.

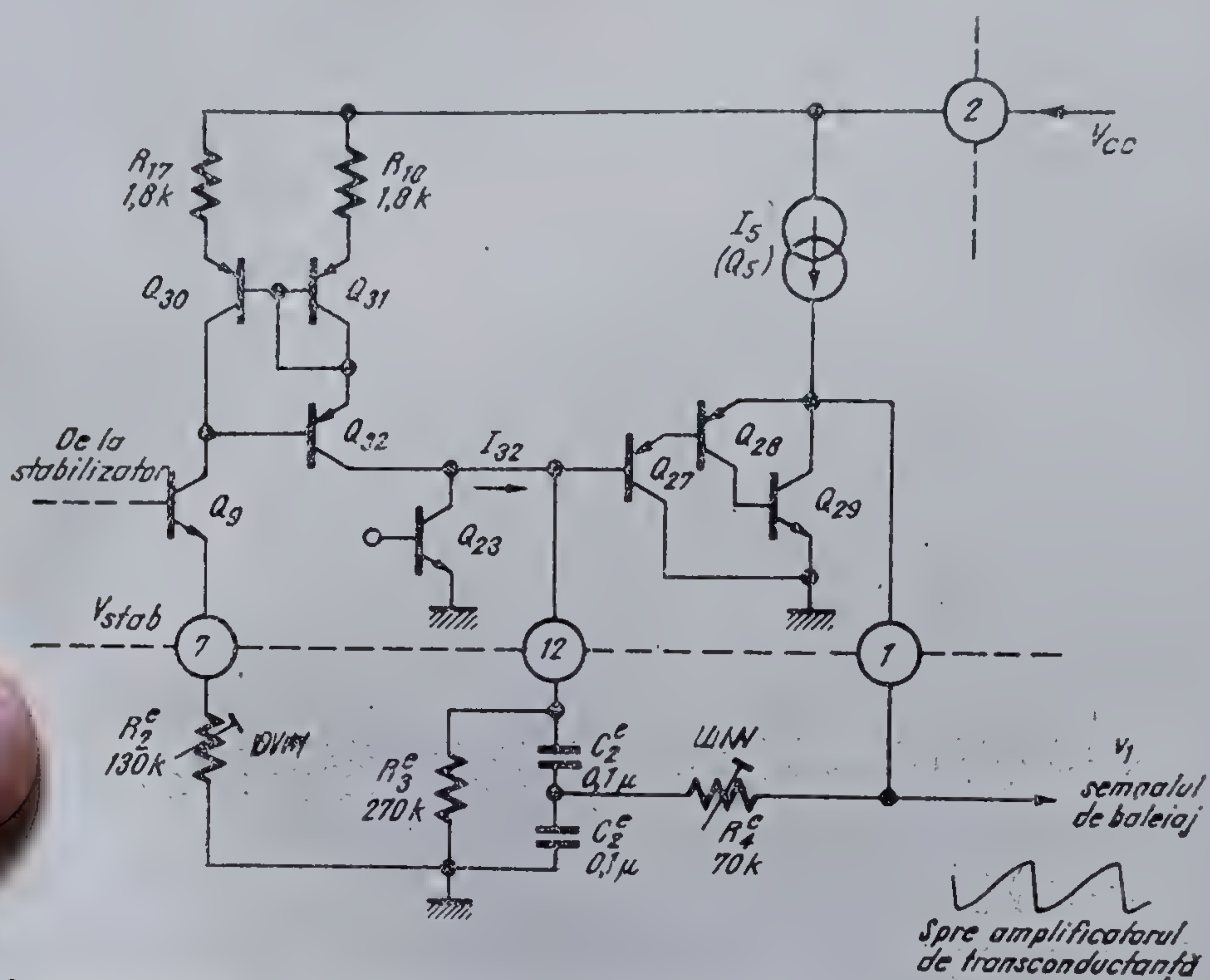
În absența corecției, spotul ar parcurge ecranul cu viteză unghiulară constantă, ceea ce ar duce la „întinderea” imaginii sus și jos. Un calcul elementar arată că mărimea care trebuie să aibă o viteză de variație constantă este tangenta unghiului de deflexie³.

Pentru a satisface această condiție, forma curentului prin bobina de deflexie diferă de dintele de fierăstrău, apropiindu-se de forma literei S (vezi figura 4.7). În circuitul integrat TDA 1170, această formă se obține cu ajutorul unui generator de tensiune liniar variabilă (prevăzut cu un circuit de



4.7 Forma semnalului de baleiaj vertical. Desenul nu este la scară, $T_d \ll T_i$.

predistorsionare), care furnizează o tensiune de ieșire cu variația dorită, urmat de un amplificator liniar de transconductanță al cărui curent de ieșire are aceeași formă cu tensiunea de intrare. Frecvența tensiunii de baleiaj este stabilită de oscilatorul sincronizat.



4.8 Schema electrică a generatorului de tensiune liniar variabilă și a amplificatorului tampon.

Soluția concretă adoptată în circuitul TDA 1170 este prezentată în figura 4.8.

Tranzistorul Q_{32} lucrează ca generator de curent constant, determinând o creștere liniară a tensiunii pe capacitățile C_2^e și C_3^e . Amplificatorul tampon format din tranzistoarele Q_{27} , Q_{28} și Q_{29} repetă tensiunea liniar variabilă din baza lui Q_{27} ; variația ei este integrată de grupul $R_4^e C_3^e$ și sumată cu tensiunea liniar variabilă la intrarea de impedanță mare a etajului tampon. Reducerea vitezei de creștere a tensiunii către sfârșitul perioadei se datorează rezistenței R_3^e . Tensiunea liniar variabilă distorsionată adecvat este furnizată la ieșirea de impedanță mică a generatorului tampon (terminalul 1).

Modificarea valorii curentului I_{32} care încarcă cele două condensatoare C_1^e și C_2^e permite realizarea *reglajului de amplitudine*. Tranzistoarele Q_{30} , Q_{31} , și Q_{32} , împreună cu rezistențele R_{17} și R_{18} constituie o sursă de curent constant. Fără a se relua aici teoria surselor de curent constant^{4,5} se menționează doar faptul că schema adoptată asigură cu foarte bună precizie egalitatea curenților I_{32} și I_9 , întrucât tranzistoarele Q_{30} , Q_{31} și Q_{32} au arii egale (montajul este numit de multe ori „copiator de curent” sau „oglină de curent”). În consecință

$$I_{32} = I_9 = \frac{V_{stab}}{R_1^e} = \frac{6,5}{130 \cdot 10^3} = 50 \mu A. \quad (4.47)$$

Se poate arăta ușor că grupul de tranzistoare Q_{30} , Q_{31} și Q_{32} care formează amplificatorul tampon funcționează ca un tranzistor echivalent pnp repetor pe emitor, avînd ca sarcină generatorul de curent Q_5 . Factorul de amplificare în curent echivalent este

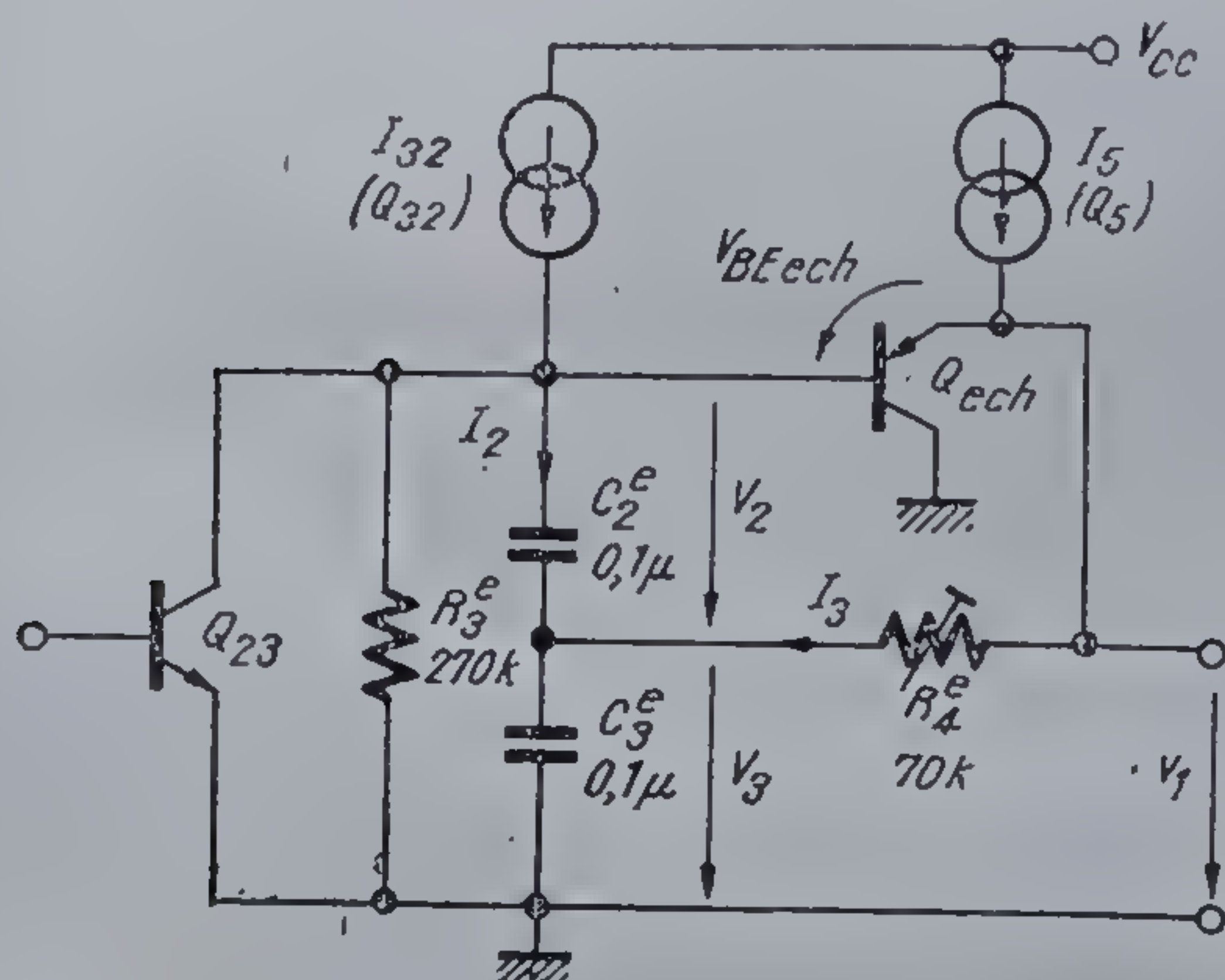
$$\beta_{ech} = \beta_{27}\beta_{28}\beta_{29} + \beta_{27}\beta_{28} + \beta_{28}\beta_{29} + \beta_{27}\beta_{28} \approx \beta_{27}\beta_{28}\beta_{29}, \quad (4.48)$$

iar tensiunea emitor-bază echivalentă

$$V_{BEech} = V_{BE27} + V_{BE28} = 2 V_{BE}. \quad (4.49)$$

Reglarea constantei de timp a circuitului de integrare $R_4 C_3$ constituie *reglajul de liniaritate*.

Descrierea calitativă dată anterior funcționării generatorului de tensiune liniar variabilă și amplificatorului tampon se poate transpune într-o descriere cantitativă apelînd la schema simplificată din figura 4.9.



4.9 Schema electrică simplificată a circuitului de corecție.

Cu ajutorul acestei scheme se va determina dependența de timp a tensiunii de ieșire $v_1(t)$ din amplificatorul tampon pentru încărcarea și pentru descărcarea capacităților.

● Încărcarea

Sistemul de ecuații operaționale corespunzător circuitului din figura 4.9 este:

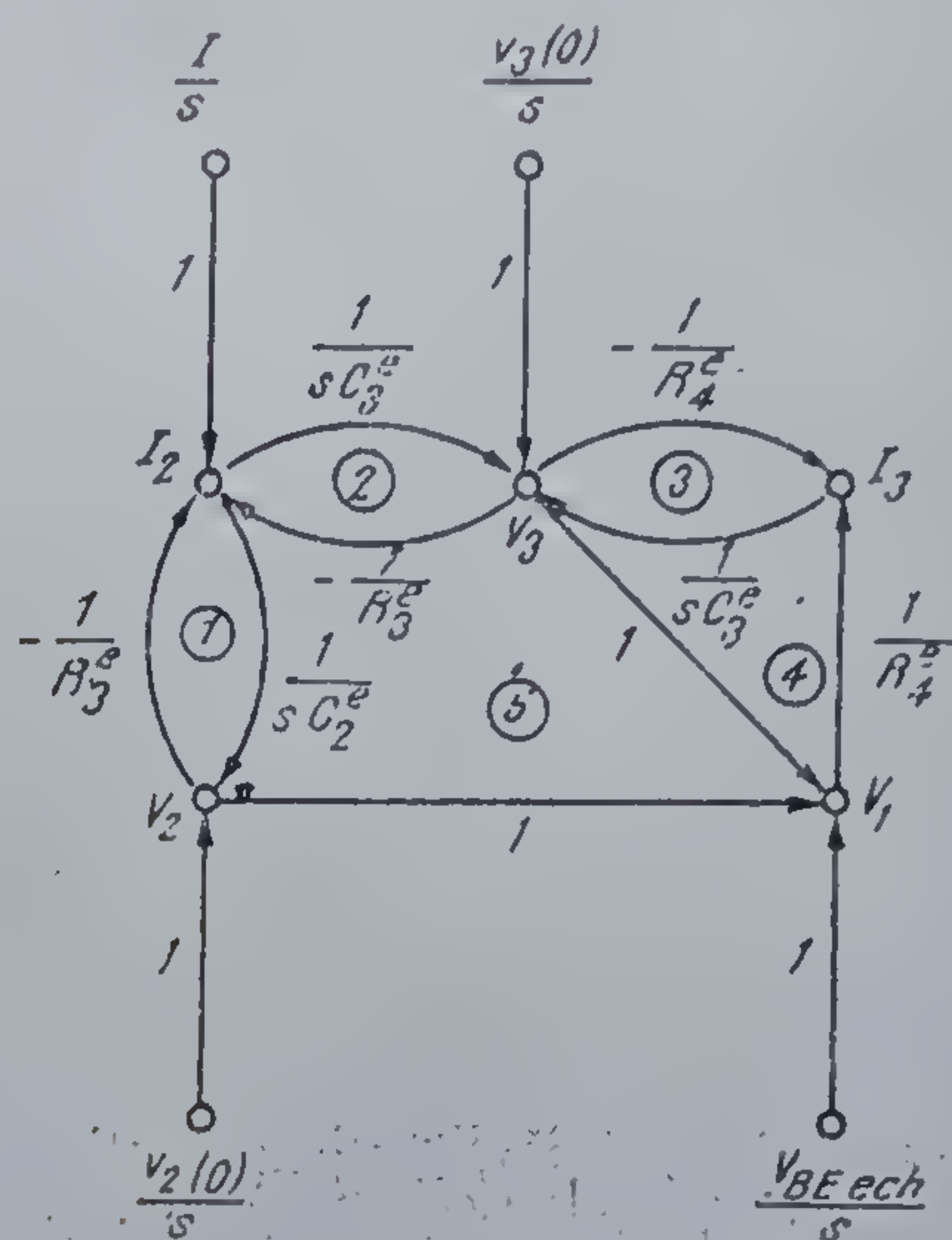
$$\frac{1}{sC_3^e} I_2 + \frac{1}{sC_3^e} I_3 + \frac{V_3(0)}{s} = V_3$$

$$\frac{1}{sC_2^e} I_2 + \frac{V_2(0)}{s} = V_2$$

$$\frac{1}{R_4^e} V_1 - \frac{1}{R_4^e} V_3 = I_3 \quad (4.50)$$

$$V_2 + V_3 + \frac{V_{BEech}}{s} = V_1$$

$$\frac{I_{32}}{s} - \frac{1}{R_3^e} V_2 - \frac{1}{R_3^e} V_3 = I_2$$



4.10 Graful de fluentă asociat circuitului din figura 4.9.

În relațiile de mai sus, s este variabila complexă de care depind transformatele Laplace ale curenților și potențialelor.

Graful asociat sistemului este prezentat în figura 4.10. Buclele grafului, marcate în figură sînt:

$$B_1 = -\frac{1}{sR_3^e C_2^e};$$

$$B_2 = -\frac{1}{sR_3^e C_3^e};$$

$$B_3 = -\frac{1}{sR_4^e C_3^e};$$

$$B_4 = \frac{1}{sR_4^e C_3^e};$$

$$B_5 = \frac{1}{s^2 R_3^e R_4^e C_2^e C_3^e}.$$

(4.51)

Determinantul grafului are expresia:

$$\Delta^{-1} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{C_2^e + C_3^e}{R_3^e C_2^e C_3^e} s + \frac{1}{R_3^e R_4^e C_2^e C_3^e}} \quad (4.52)$$

În timpul cursei directe care începe la $t_1 = 0$ și se termină la $t_1 = T_0$, tranzistorul Q_{23} este saturat. Ca urmare, deoarece și $R_3^e > R_4^e$ numitorul fracției din membrul drept al relației 4.52 are rădăcini complexe; el se va putea scrie sub forma:

$$\Delta^{-1} = \frac{s^2}{(s + \lambda)^2 + \Omega^2} \quad (4.53)$$

unde

$$\lambda = \frac{C_2^e + C_3^e}{2R_3^e C_2^e C_3^e} \approx \frac{10^{-7} + 10^{-7}}{2 \cdot 2,7 \cdot 10^5 \cdot 10^{-7} \cdot 10^{-7}} \approx 27 \text{ s}^{-1} \quad (4.54)$$

$$\Omega = \sqrt{\frac{1}{R_3^e R_4^e C_2^e C_3^e} - \lambda^2} = \sqrt{\frac{1}{2,7 \cdot 10^5 \cdot 7 \cdot 10^4 \cdot 10^{-7} \cdot 10^{-7}} - (27)^2} \approx 63 \text{ s}^{-1} \quad (4.55)$$

În aplicații se alege de obicei $C_1^e = C_2^e = C^e$. Această condiție nu răpește nici o resursă circuitului. După cum se va constata ulterior, reglarea valorii unei singure componente este suficientă pentru obținerea reglajului de liniaritate.

Aplicarea regulii lui Mason 6 și revenirea la domeniul timp conduc la următoarele relații:

$$\begin{aligned} v_2(t_1) &= -V_{BE} \text{ ech} + e^{-\lambda t_1} \left\{ v_2(0) + V_{BE} \text{ ech} \right\} \cos \Omega t_1 + \left[-v_3(0) + R_3^e I_{32} + V_{BE} \text{ ech} \right] \frac{\lambda}{\Omega} \sin \Omega t_1 \Big\}; \\ v_3(t_1) &= V_{BE} \text{ ech} + R_3^e I_{32} + e^{-\lambda t_1} \left\{ [v_3(0) - R_3^e I_{32} - V_{BE} \text{ ech}] \cos \Omega t_1 + [v_2(0) + V_{BE} \text{ ech}] \frac{\Omega}{\lambda} \sin \Omega t_1 \right\}; \\ v_1(t_1) &= V_{BE} \text{ ech} + v_2(t_1) + v_3(t_1). \end{aligned} \quad (4.56)$$

● Descărcarea

Forma variației tensiunii de ieșire v_0 în timpul descărcării capacităților este neinteresantă.

Calculul dependenței de timp a tensiunii v_1 în timpul descărcării este însă necesar pentru determinarea condițiilor inițiale ale tensiunilor pe condensatoarele C_2^e și C_3^e .

Momentul inițial al descărcării capacităților C_2^e și C_3^e , $t_2 = 0$ care coincide cu momentul final al încărcării T_1 , este momentul în care oscilatorul comandă saturarea tranzistorului Q_{23} .

În circuitul din figura 4.9 rezistența R_3^e va apare în paralel cu rezistența de saturație a tranzistorului Q_{23} , $R_{\text{sat}23}$; cum $R_{\text{sat}23} \ll R_3^e$, în calcule se va considera numai $R_{\text{sat}23}$. În plus $R_{\text{sat}23} \ll R_4^e$, ceea ce face ca numitorul fracției din membrul drept al relației 4.52 să aibă rădăcini reale.

Relația 4.53 devine

$$\Delta^{-1} = \frac{s^2}{(s + \lambda')^2 - \Omega'^2} \quad (4.57)$$

unde considerind valoarea tipică $R_{\text{sat}23} = 100 \Omega$, mărimile λ' și Ω' au valorile:

$$\begin{aligned} \lambda' &= \frac{C_2^e + C_3^e}{2R_{\text{sat}23} C_2^e C_3^e} = \frac{10^{-7} + 10^{-7}}{2 \cdot 100 \cdot 10^{-7} \cdot 10^{-7}} \approx 10^5 \text{ s}^{-1}, \\ \Omega' &= \sqrt{\lambda'^2 - \frac{1}{R_{\text{sat}23} R_4^e C_2^e C_3^e}} \approx \sqrt{(10^5)^2 - \frac{1}{100 \cdot 7 \cdot 10^4 \cdot 10^{-7} \cdot 10^{-7}}} \approx 10^5 \text{ s}^{-1} \end{aligned} \quad (4.59)$$

Considerind și aici $C_2^e = C_3^e = C^e$ și revenind în domeniul timp, se obține:

$$\begin{aligned} v_2'(t_2) &= -V_{BE} \text{ ech} + \frac{1}{2} \left[v_2(T_1) - \frac{\lambda'}{\Omega'} v_3(T_1) + \frac{\lambda'}{\Omega'} R_{\text{sat}23} I_{32} + V_{BE} \text{ ech} \left(1 + \frac{\lambda'}{\Omega'} \right) \right] e^{(\Omega' - \lambda')t_2} + \\ &+ \frac{1}{2} \left[v_2(T_1) + \frac{\lambda'}{\Omega'} v_3(T_1) - \frac{\lambda'}{\Omega'} R_{\text{sat}23} I_{32} + V_{BE} \text{ ech} \left(1 - \frac{\lambda'}{\Omega'} \right) \right] e^{-(\lambda' + \Omega')t_2}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_3'(t) = & V_{BEech} + R_{sat23} I_{32} + \frac{1}{2} \left[\frac{\Omega'}{\lambda'} v_2(T_1) + v_3(T_1) - R_{sat23} I_{32} + \right. \\
& \left. + V_{BEech} \left(1 - \frac{\Omega'}{\lambda'} \right) \right] e^{-(\lambda' - \Omega')t_1} + \frac{1}{2} \left[- \frac{\Omega'}{\lambda'} v_2(T_1) + v_3(T_1) - R_{sat23} I_{32} - \right. \\
& \left. - V_{BEech} \left(1 + \frac{\Omega'}{\lambda'} \right) \right] e^{-(\lambda' + \Omega')t_2} ; \\
v_1'(t_2) = & V_{BEech} + v_2'(t_2) + v_3'(t_2), \quad (4.60)
\end{aligned}$$

unde T_1 este momentul inițial al descărcării capacităților.

În timpul descărcării sînt valabile următoarele aproximații.

$$R_{sat23} I_{32} = 100 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \approx 0; \quad (4.61)$$

$$\text{deoarece } \lambda' \approx \Omega' \quad (4.62)$$

$$\lambda' - \Omega' \approx \frac{1}{2R_1' C^e} \approx \frac{1}{2 \cdot 70 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-9}} \approx 70 \cdot s^{-1} \quad (4.63)$$

$$\lambda' + \Omega' \approx \frac{2}{R_{sat23} C^e} \approx \frac{2}{100 \cdot 0,1 \cdot 10^{-9}} = 2 \cdot 10^5 \cdot s^{-1} \quad (4.64)$$

Durata descărcării capacităților are o valoare mult mai mică decît 1 ms; ca urmare:

$$(\lambda' - \Omega') T_d \ll 1, \quad (4.65)$$

$$(\lambda' + \Omega') T_d \gg 1.$$

Relațiile 4.65 arată că

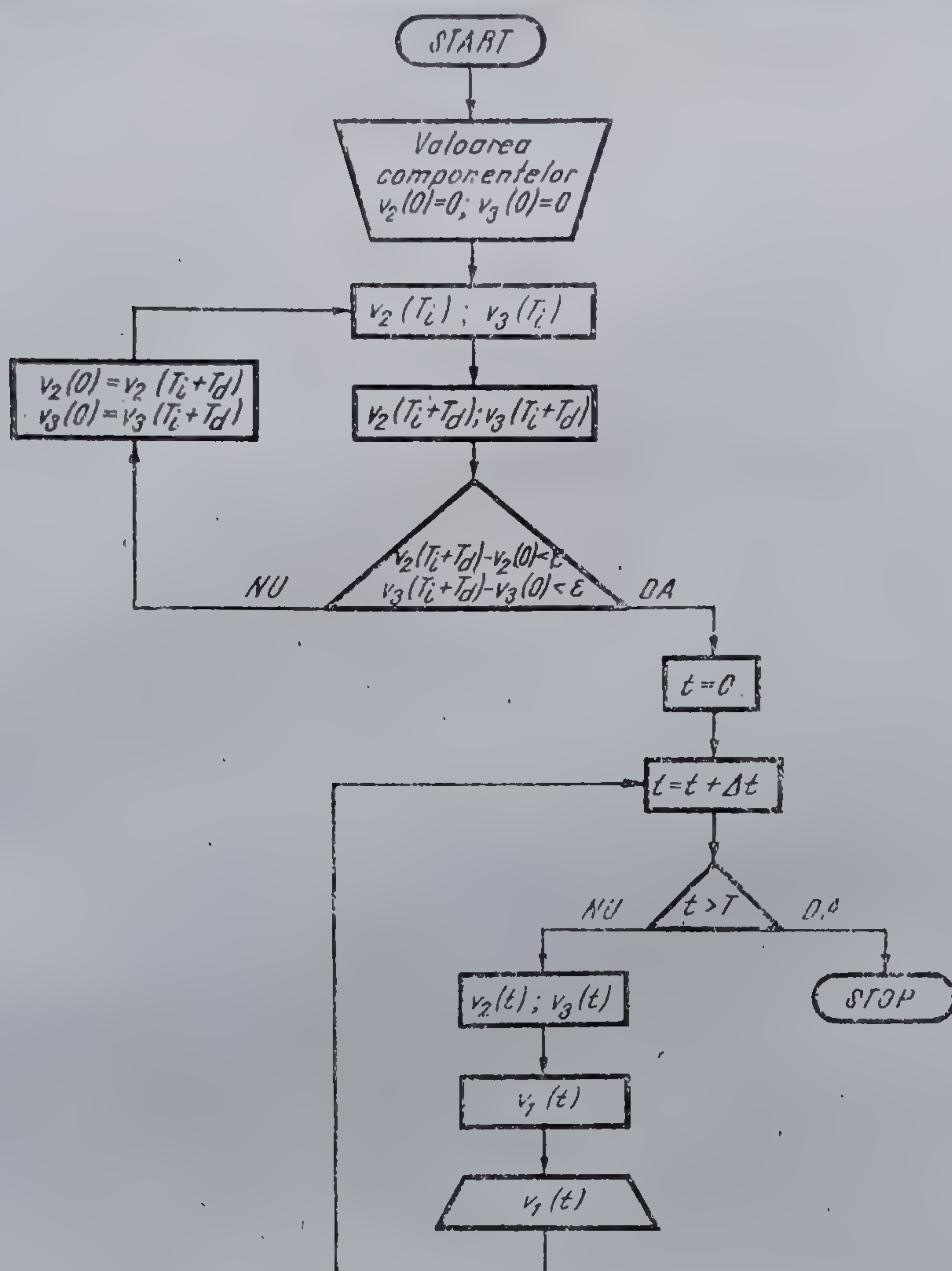
$$\begin{aligned}
e^{-(\lambda' - \Omega')T_d} & \approx 1, \\
e^{-(\lambda' + \Omega')T_d} & \approx 0. \quad (4.66)
\end{aligned}$$

Introducînd aproximațiile 4.66 în relațiile 4.60 se obțin expresii simple pentru valorile tensiunilor pe capacitățile C_2^e și C_3^e la începutul încărcării:

$$\begin{aligned}
v_2(0) = v_2(T_1 + T_d) & \approx \frac{v_2(T_1) - v_3(T_1)}{2}, \\
v_3(0) = v_3(T_1 + T_d) & \approx V_{BEech} + \frac{v_2(T_1) + v_3(T_1)}{2}. \quad (4.67)
\end{aligned}$$

După cum se observă, condițiile inițiale s-au obținut în funcție de valorile tensiunilor la sfîrșitul încărcării. Aceasta înseamnă că, la conectare, circuitul va avea un regim tranzitoriu care constă în variația tensiunilor $v_2(0)$ și $v_3(0)$ de la zero, la începutul primei perioade, pînă la o valoare de regim permanent.

Funcționarea generatorului de tensiune liniar variabilă și a amplificatorului tampon a fost modelată pe baza ecuațiilor deduse anterior, pe un calculator TEK 31; schema bloc a programului este prezentată în figura 4.11. Durata regimului tranzitoriu este neînsemnată în toate aplicațiile.

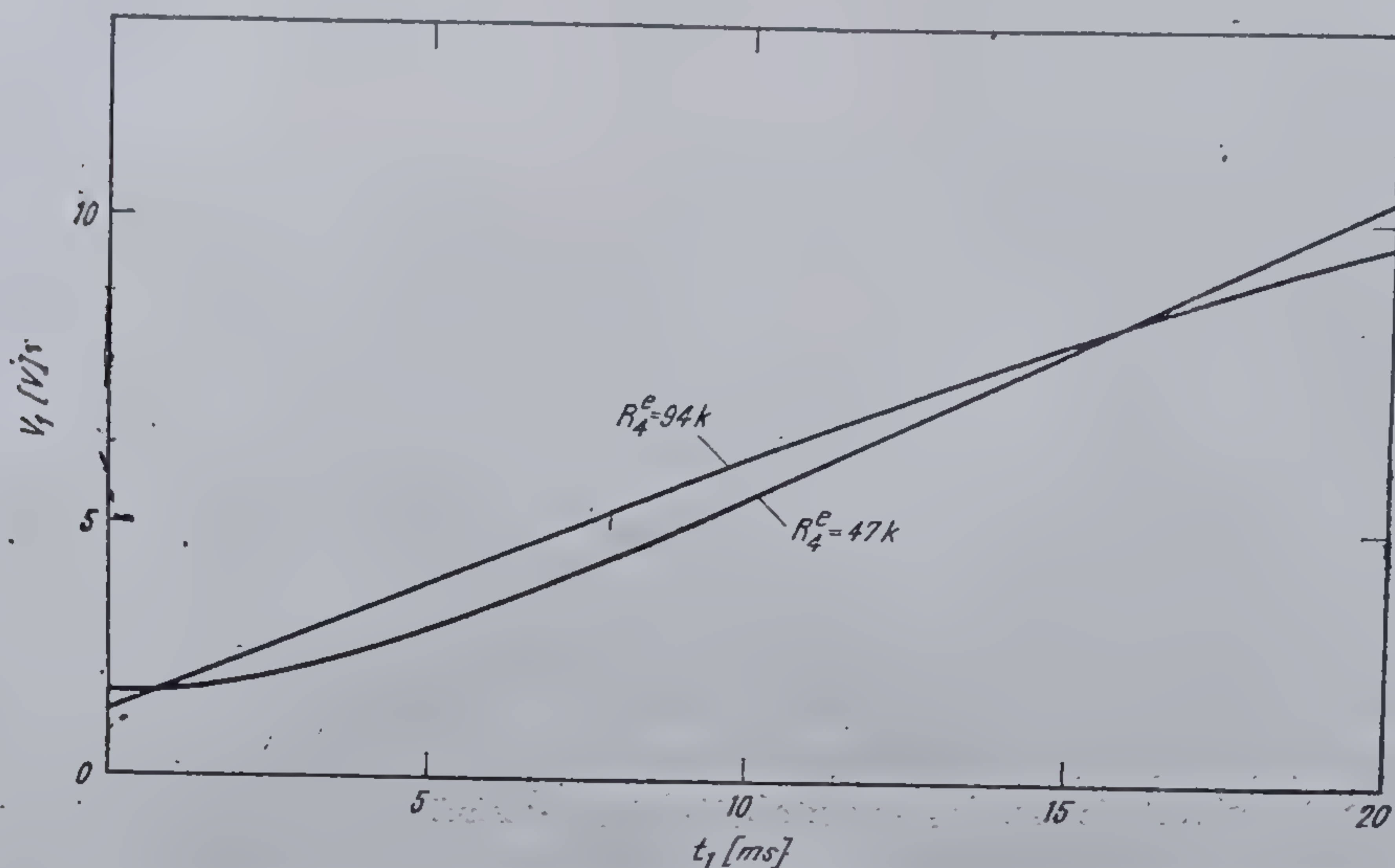


4.11 Organigrama programului pentru calculul formei de undă la ieșirea amplificatorului tampon.

Un exemplu de calcul (în care $I_{32} = 45 \mu\text{A}$, $R_3 = 270 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = C^e = 0,1 \mu\text{F}$) este prezentat în figura 4.12. Exemplul pune în evidență realizarea reglajului de liniaritate cu ajutorul rezistenței variabile R_4 .

Ca și în paragraful anterior, curentul de bază al tranzistorului Q_{27} care iese din terminalul 12, a fost neglijat față de curentul de încărcare al capacităților, I_{32} , dat de relația 4.51. Din cauza importanței deosebite a obținerii unei forme corecte de variație a tensiunii, se va impune o condiție mai severă curentului I_{B27} :

$$I_{B27 \max} = \frac{I_{32}}{100} = 0,5 \mu\text{A}, \quad (4.68)$$



4.12 Un exemplu de calcul al formei de undă la ieșirea etajului tampon.

ceea ce conduce la

$$\beta_{ech} \geq 1300. \quad (4.69)$$

În realitate, condiția impusă lui β_{ech} nu este greu de îndeplinit; este suficient să considerăm expresia 4.68 în care se vede că β_{ech} se obține ca un produs în care intervin trei factori de amplificare în curent. Ca urmare, β_{ech} se obține, tipic, cu cel puțin un ordin de mărime mai mare decât limita cerută de relația 4.69, iar curentul de intrare în etajul tampon are valoarea tipică:

$$I_{12} = I_{B27} = 0,05 \mu A. \quad (4.70)$$

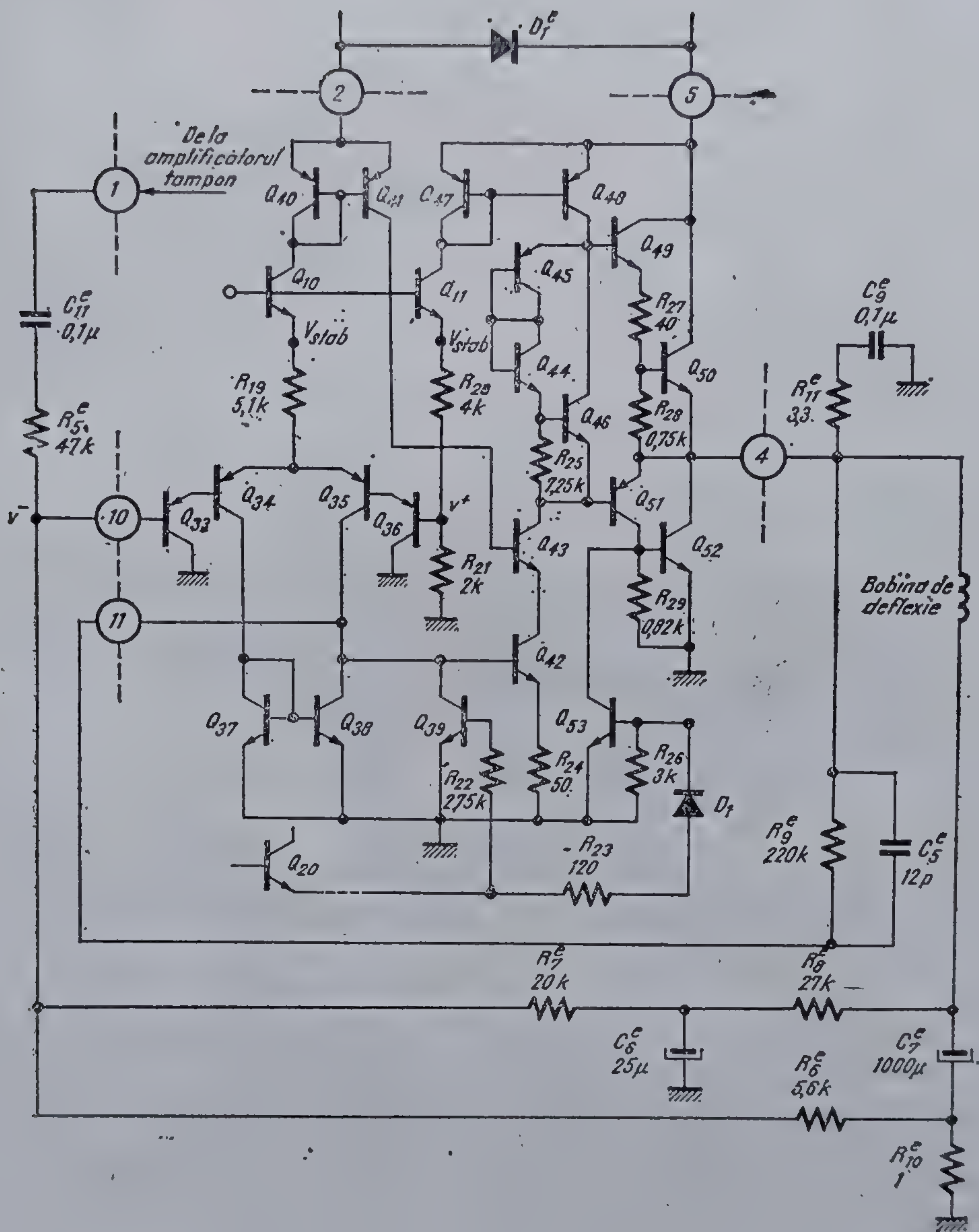
4.2.4. Amplificatorul de transconductanță

Semnalul de tensiune obținut la ieșirea etajului tampon este transmis prin C_{11}^e și R_5^e la intrarea amplificatorului de transconductanță a cărei schemă este prezentată în figura 4.13. În figura 4.14 se indică schema de principiu a amplificatorului de transconductanță iar în figura 4.15 versiunile ei echivalente pentru regimul de curent continuu și curent alternativ.

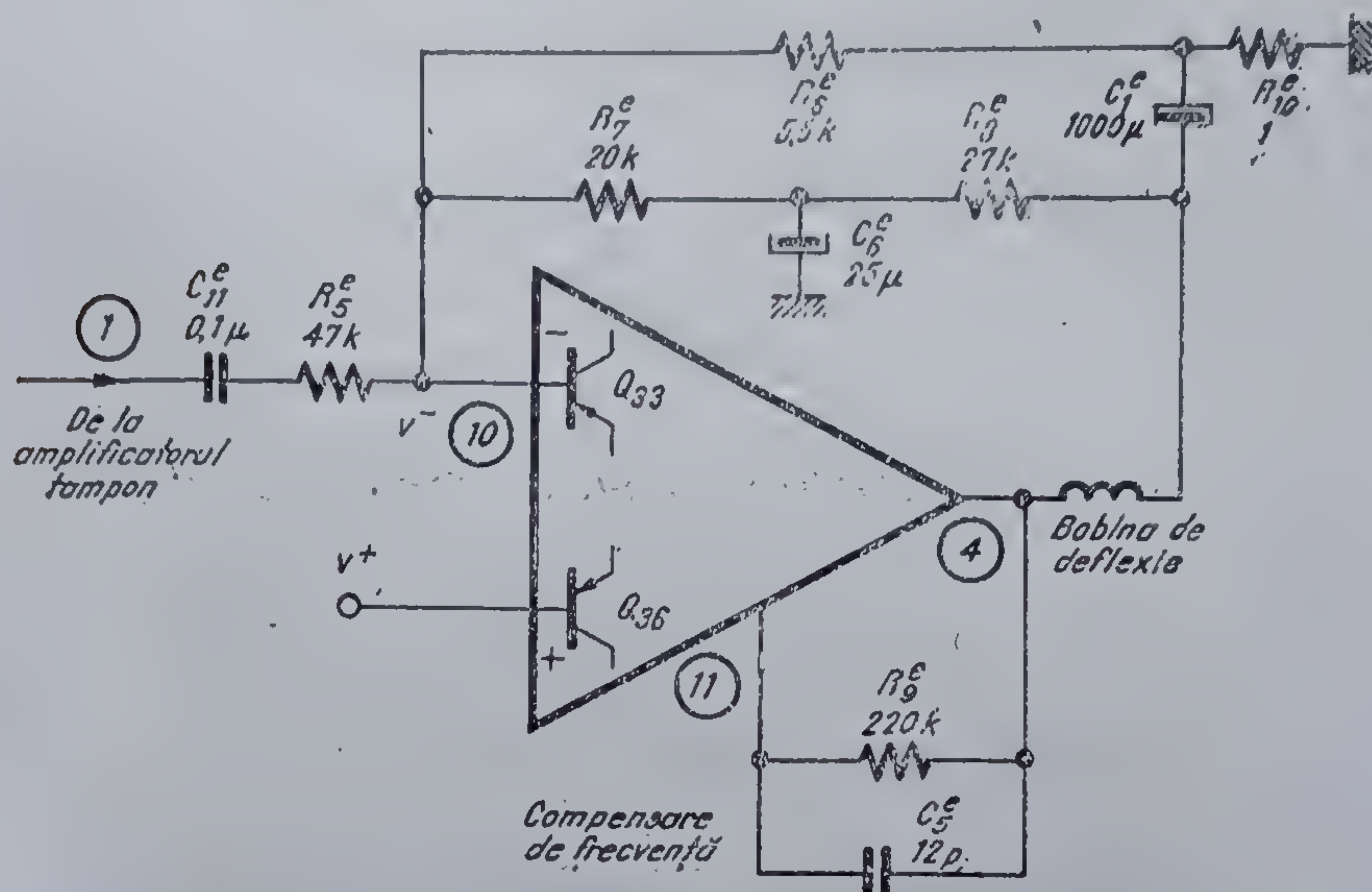
Amplificatorul este compus dintr-un preamplificator diferențial (Q_{33} , Q_{34} , Q_{35} și Q_{36}) lucrând pe sarcina activă Q_{37} , Q_{38} urmat de un etaj pilot (Q_{42}) și de un etaj amplificator de putere care funcționează în clasă B.

Intrarea neinversoare a amplificatorului (vezi figurile 4.13 și 4.14) se găsește la un potențial fix φ^+ independent de tensiunea de alimentare dat de relația

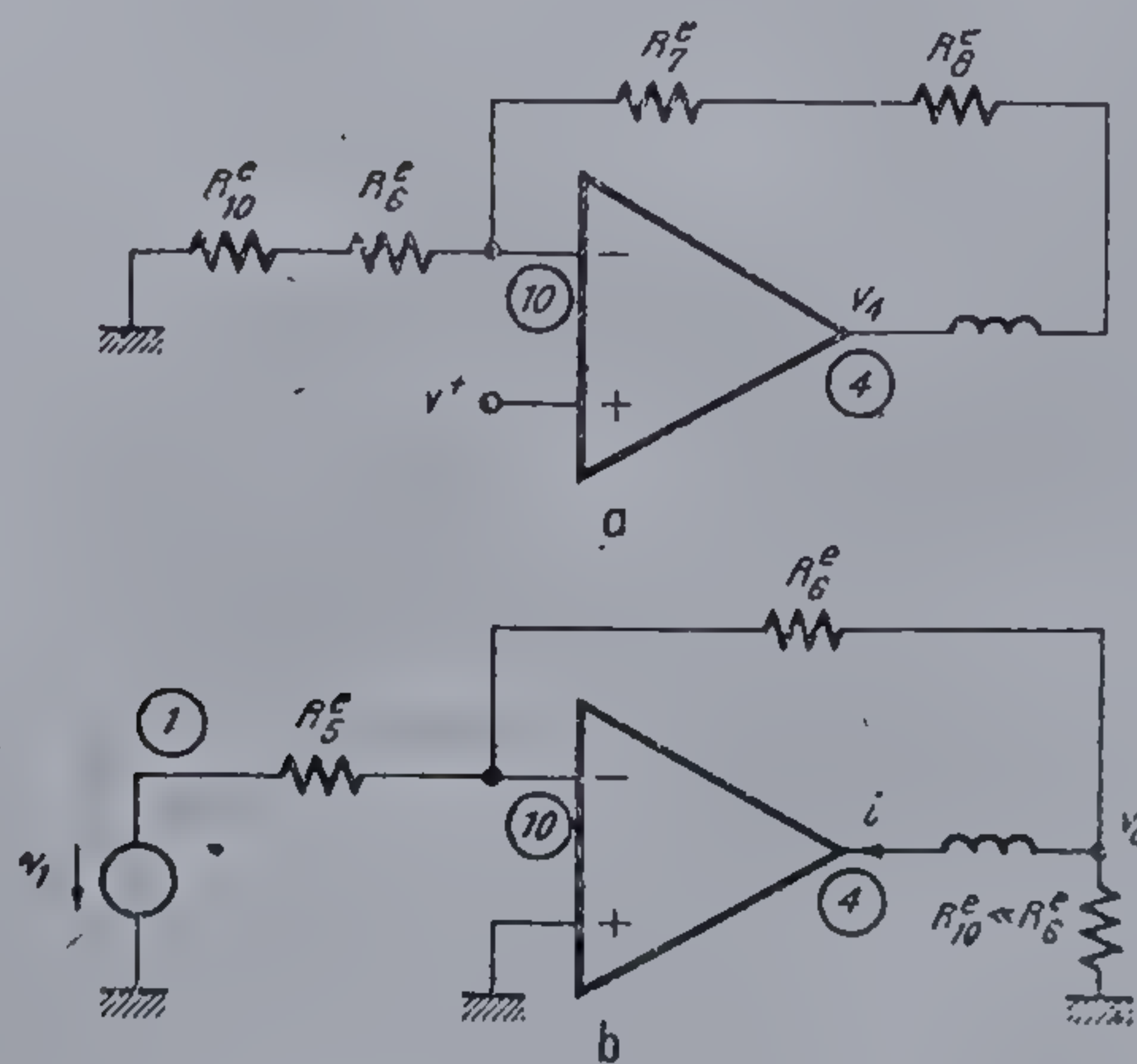
$$\varphi^+ = \frac{R_{21}}{R_{20} + R_{21}} V_{stab} = \frac{2}{4 + 2} 6,5 = 2,2 \text{ V}. \quad (4.71)$$



4.13 Schema electrică completă a amplificatorului de transconductanță.



4.14 Schema electrică de principiu a amplificatorului de transconductanță.



4.15 Scheme echivalente pentru amplificatorul de transconductanță. a — Regimul de curent continuu. b — Regimul dinamic.

Regimul de curent continuu este determinat de reacția de curent continuu care se poate urmări ușor pe schema echivalentă din figura 4.15. a. Se observă că se realizează o conexiune inversoare. Presupunând curentul care iese din terminalul 10 neglijabil și amplificarea fără reacție a întregului amplificator suficient de mare, astfel încât potențialele celor două intrări să poată fi consi-

derate practic egale, se obține expresia tensiunii continue V_4 de la ieșire în absența tensiunii de deflexie:

$$V_4 = \left[1 + \frac{R_7^e + R_8^e}{R_6^e + R_{10}^e} \right] e_{q+} = \left[1 + \frac{20 + 27}{5,6 + 0,001} \right] 2,2 = 20,6 \text{ V.} \quad (4.72)$$

Trebuie semnalat faptul că această valoare nu este tipică pentru aplicații; ea este aleasă pentru ca măsurările efectuate cu acest montaj să fie acoperitoare.

Curentul de polarizare I_{10} al amplificatorului se poate determina din schema din figura 4.13:

$$-I_{10} = \frac{I_{R19}}{2} \cdot \frac{1}{\beta_{34}\beta_{33}}, \quad (4.73)$$

$$I_{R19} = \frac{V_{stab} - e_{q+} - 2V_{BE}}{R_{19}} = \frac{6,5 - 2,2 - 2 \cdot 0,65}{5,1} = 0,6 \text{ mA} \quad (4.74)$$

Acceptând pentru produsul $\beta_{34}\beta_{33}$ o valoare minimă de 300 se obține

$$-I_{10\max} = 1 \mu\text{A.} \quad (4.75)$$

Valoarea tipică a produsului $\beta_{34}\beta_{33}$ este însă mult mai mare astfel că

$$-I_{10\text{tipic}} \simeq 0,15 \mu\text{A.} \quad (4.76)$$

Dacă se ține cont de curentul I_{10} , expresia tensiunii continue V_4 de la ieșire devine

$$V_4 = \left(1 + \frac{R_7^e + R_8^e}{R_6^e + R_{10}^e} \right) e_{q+} - (R_7^e + R_8^e) I_{10}. \quad (4.77)$$

Evident este de dorit ca curentul I_{10} să aibă o influență neglijabilă asupra funcționării de curent continuu. Se obține astfel o limită superioară pentru suma rezistențelor R_7^e și R_8^e care rezultă din condiția (vezi relațiile 4.76 și 4.77)

$$(R_7^e + R_8^e) I_{10} \ll V_4. \quad (4.78)$$

Deoarece în aplicații $V_4 = 5 \dots 15 \text{ V}$, (în funcție de tensiunea de alimentare) luând valoarea maximă a curentului I_{10} , se obține corespunzător

$$(R_7^e + R_8^e)_{\max} \approx (150 \dots 500) \text{ k}\Omega. \quad (4.79)$$

Rezistențele R_7^e și R_8^e se aleg egale sau de valori apropiate.

Grupul Q_{44}, Q_{45}, Q_{46} asigură prepolarizarea etajului amplificator de putere în clasă B, aplicând o tensiune de $3V_{BE}$ între baza tranzistorului Q_{49} și baza tranzistorului Q_{51} . Acest mecanism face ca tranzistoarele de ieșire să fie străbătute, în absența semnalului, de un curent dictat de curentul furnizat de tranzistorul Q_{48} . Întrucât tranzistoarele Q_{47} și Q_{48} au aceeași arie și se găsesc într-o configurație de sursă de curent constant, se poate scrie

$$I_{C48} = I_{C49} = \frac{V_{stab}}{R_{20} + R_{21}} = \frac{6,5}{(4 + 2) 10^3} \approx 1,1 \text{ mA,}$$

Ariile tranzistoarelor și valorile rezistențelor sînt astfel alese încît curentul care parcurge tranzistoarele Q_{50} și Q_{52} în absența semnalului să fie de 2...3 mA, asigurînd funcționarea în clasă AB (practic în clasă B) a tranzistoarelor finale.

În regim dinamic schema echivalentă a amplificatorului devine (după unele neglijări evidente și presupunînd că condensatoarele C_6 , C_7 și C_{11} sînt echivalente unor scurtcircuite) cea din figura 4.15. b.

Deoarece

$$R_{10}^e < R_6^e \quad (4.80)$$

curentul i prin bobina de deflexie este cu bună aproximație egal cu curentul prin rezistența R_{10}^e :

$$i = - \frac{v_0}{R_{10}^e} \quad (4.81)$$

Înlocuind expresia tensiunii v_0 (care rezultă imediat dacă se observă conexiunea inversoare a amplificatorului)

$$v_0 = - \frac{R_6^e}{R_5^e} v_1 \quad (4.82)$$

unde v_1 este semnalul care vine de la amplificatorul tampon, se obține

$$i = \frac{R_6^e}{R_5^e} \cdot \frac{1}{R_{10}^e} v_1 = g_m v_1 \quad (4.83)$$

Relația 4.83 arată că acest amplificator lucrează ca un amplificator de transconductanță cu o pantă g_m

$$g_m = \frac{R_6^e}{R_5^e} \cdot \frac{1}{R_{10}^e} \quad (4.84)$$

care pentru exemplul considerat are o valoare de aproximativ 0,12 A/V.

Curentul care străbate bobina va repeta cu fidelitate forma semnalului de tensiune de la ieșirea amplificatorului tampon (desigur, amplificat în putere).

Această afirmație este riguros valabilă numai pentru intervalul de timp în care curentul prin bobina de baleiaj are o variație relativ lentă („cură directă”, în timpul căreia se formează imaginea pe tubul cinescop). În intervalul de timp în care spotul revine rapid în partea de sus a ecranului pentru a descrie un nou semicadru („întoarcerea” spotului), variația curentului prin bobină este rapidă, nu însă atît de rapidă ca variația tensiunii de la ieșirea amplificatorului tampon. Descărcarea condensatoarelor din etajul tampon amorsează întoarcerea spotului, dar nu o și controlează. După cum se va arăta, durata întoarcerii și forma de variație a curentului prin bobină în acest timp sînt determinate de parametrii etajului de putere și ai bobinei de deflexie verticală.

În etajele clasice de baleiaj rezistența bobinei de baleiaj are o importanță hotărâtoare în funcționare. Datorită etajului de amplificare de transconductanță circuitul integrat TDA 1170 asigură forma corectă a curentului prin bobina de deflexie indiferent de rezistența acesteia. Din acest motiv, *variația cu temperatura a rezistenței bobinei nu are nici o influență și ca urmare se poate elimina termistorul de compensare termică utilizat în etajele de baleiaj realizate cu componente discrete, în special la cele cu tuburi electronice.*

Proiectantul unui circuit de baleiaj stabilește transconductanța la valoarea necesară prin alegerea convenabilă a valorilor rezistențelor R_{10} , R_5 și R_6 în condițiile respectării stricte a condiției 4.80. Trebuie observat însă că elementul esențial în stabilirea valorii transconductanței este rezistența R_{10} care poate fi considerată rezistența de reacție negativă pentru stabilirea pantei g_m a amplificatorului liniar.

Pentru a se folosi un condensator C_8 de valoare cât mai mică, care anihilează în regim dinamic reacția care ar apărea prin rezistențele R_7 și R_8 , suma lor se alege aproape de limita superioară indicată de condiția 4.79.

Grupul R_9C_9 are rolul de a asigura compensarea de frecvență a amplificatorului. El realizează o reacție de la ieșire la baza tranzistorului pilot Q_{42} care este accesibilă la terminalul 11.

Grupul $R_{11}C_9$ elimină oscilațiile de înaltă frecvență care apar la variații rapide ale curentului prin bobina de deflexie.

Cursa inversă de cadre este inițiată de oscilator prin deschiderea tranzistorului Q_{20} . Aceasta determină saturarea tranzistoarelor Q_{39} și Q_{53} și prin aceasta blocarea tranzistorului pilot Q_{42} și a tranzistorului de ieșire Q_{52} , care este deschis la sfârșitul cursei directe. Durata reală a cursei inverse depinde de factori externi circuitului integrat și în primul rând de inductanța bobinei de deflexie verticală.

După cum se va arăta în § 4.2.5, tensiunea aplicată terminalului 5 în timpul cursei inverse este aproximativ egală cu dublul tensiunii de alimentare V_{cc} , aplicată la terminalul 2. Se atinge astfel o valoare a tensiunii neobișnuit de mare pentru un circuit integrat și sînt necesare precauții suplimentare pentru a împiedica defectarea circuitului prin depășirea tensiunilor de străpungere ale componentelor. Tranzistoarele în pericol sînt Q_{42} și Q_{52} .

Tranzistorul Q_{42} este protejat de către tranzistorul Q_{43} . În timpul cursei directe tranzistorul Q_{43} este saturat din cauza curentului mare introdus în baza sa de tranzistorul Q_{41} . Q_{41} are aceeași arie cu Q_{40} , deci

$$I_{41} = I_{40} = I_{R19} \approx 1,1 \text{ mA.} \quad (4.85)$$

Din acest motiv, tranzistorul Q_{43} nu intervine în nici un fel în funcționarea circuitului în timpul cursei directe.

În timpul întoarcerii spotului însă, potențialul colectorului său este forțat să urce la valori mult mai mari decît potențialul maxim al bazei, ceea ce are ca rezultat ieșirea sa din saturație. În consecință, tensiunea mare care apare la terminalul 4 este practic divizată între V_{CE43} și V_{CE42} .

Tranzistorul Q_{52} este ajutat să facă față șocului de tensiune de către tranzistorul Q_{53} , care este menținut saturat în timpul întoarcerii spotului printr-un mecanism care va fi analizat în § 4.2.5. Tranzistorul Q_{53} menține practic un scurtcircuit între baza și emitorul tranzistorului Q_{52} ; în acest fel intră în joc tensiunea de străpungere colector-emitor cu baza scurtcircuitată la emitor care la un tranzistor planar epitaxial este considerabil mai mare decât tensiunea de străpungere colector-emitor cu baza în gol (V_{CER} față de V_{CEO}).

Transconductanța amplificatorului fără reacție este de circa 1000 A/V, ceea ce înseamnă că poate furniza o variație de curent de 1 A la o variație a tensiunii de intrare de 1 mV. Reacția fixează valoarea transconductanței la 0,12 A/V (vezi relația 4.84).

Tranzistoarele de ieșire Q_{50} și Q_{52} pot furniza (sau suporta) fiecare un curent de vîrf de 0,8 A; în consecință, bobina de deflexie poate fi parcursă de un curent maxim I_v de 1,6 A, vîrf la vîrf.

4.2.5. Generatorul de comandă a întoarcerii spotului

Cheia obținerii unui timp mic pentru întoarcerea spotului fără a mări tensiunea de alimentare și puterea disipată de circuit o constituie generatorul de comandă a cursei inverse, care aplică pe bobină la sfîrșitul cursei directe o tensiune aproximativ egală cu dublul tensiunii de alimentare.

Acest generator valorifică o idee frecvent utilizată pentru ridicarea potențialului la o valoare mai mare decât potențialul sursei: în timpul cursei directe un condensator (C_5) se încarcă la o tensiune apropiată de a sursei de alimentare; la începutul cursei inverse el este înseriat în mod convenabil cu sursa.

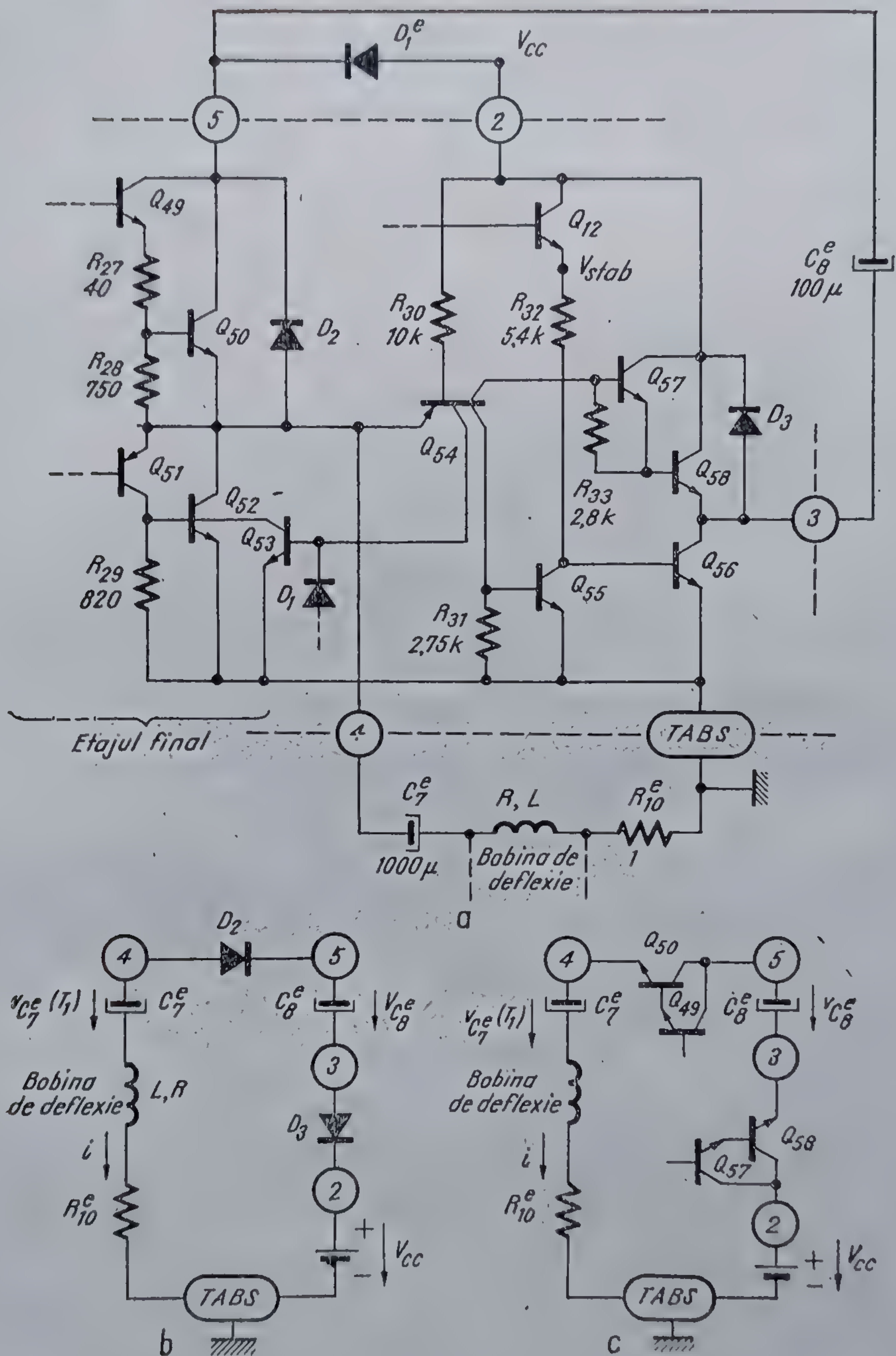
Funcționarea este ușor de urmărit pe schema din figura 4.16.

Începutul cursei directe găsește deschis tranzistorul Q_{50} care furnizează bobinei un curent din ce în ce mai mic pe măsură ce crește curentul absorbit de etajul pilot.

La jumătatea cursei directe tranzistorul Q_{50} se blochează și începe să se deschidă tranzistorul Q_{52} .

La sfîrșitul cursei directe, un curent mare circulă dinspre bobina de deflexie prin tranzistorul Q_{52} datorită energiei acumulate pe C_5 . În tot acest timp, tranzistorul multicolector Q_{54} este blocat, deoarece potențialul emitorului său este mai coborît decât potențialul bazei. De aceea, tranzistoarele Q_{55} , Q_{57} și Q_{58} sînt blocate, iar tranzistorul Q_{56} este saturat, fiind alimentat cu un curent de bază

$$I_{B56} = \frac{V_{stab} - V_{BE56}}{R_{32}} = \frac{6,5 - 0,65}{5,4} \approx 1,1 \text{ mA.} \quad (4.85)$$



4.16 Generatorul pentru întoarcerea spotului. *a* — Schema electrică. *b* — Schema echivalentă pentru prima parte a întoarcerii spotului. *c* — Schema echivalentă pentru a doua parte a întoarcerii spotului.

În acest timp, condensatorul C_8 se încarcă pînă la tensiunea V_{C_8} prin dioda D_1 și prin tranzistorul Q_{50} de la sursa de tensiune V_{CC} , conectată la terminalul 2:

$$V_{C_8} = V_{CC} - V_{D_1} - V_{CE_{sat50}} = 25 - 0,65 - 0,2 \approx 24 \text{ V.} \quad (4.87)$$

Întoarcerea spotului este comandată prin dioda internă D_1 și tranzistorul Q_{53} , și are ca efect blocarea bruscă a tranzistorului Q_{52} ; după cum s-a arătat în § 4.2.4, simultan este blocat și tranzistorul pilot Q_{42} datorită tranzistorului Q_{39} .

Blocarea tranzistorului Q_{52} tinde să provoace o variație bruscă a curentului care străbate bobina. Aceasta are ca efect inducerea unei tensiuni în bobină care determină creșterea potențialului pe punctul median M al etajului final, adică la terminalul 4. Din momentul în care potențialul terminalului 4 depășește valoarea dată de suma $V_{CC} + V_{BE}$ tranzistorul Q_{54} se deschide. Doi dintre cei trei colectori ai săi comandă deschiderea tranzistoarelor Q_{56} , respectiv Q_{57} și Q_{58} , iar cel de al treilea menține saturat tranzistorul Q_{53} care asigură protecția la vîrf de tensiune a tranzistorului Q_{52} , după cum s-a anticipat în § 4.2.4.

La începutul cursei inverse care concide cu începutul întoarcerii spotului, după blocarea tranzistorului Q_{52} , curentul din bobină continuă să curgă din bobina de deflexie către terminalul 4. Ridicînd potențialul acestui terminal, el își deschide drum prin dioda internă D_2 , terminalul 5, condensatorul C_8 , terminalul 3, dioda D_3 , terminalul 2 și sursa de alimentare (figura 4.16.b). În acest timp, potențialul terminalului 4 se fixează la valoarea

$$\begin{aligned} V_4 &= V_{D_2} + V_{C_8} + V_{D_3} + V_{CC} = V_{CC} + V_{C_8} + 2V_D = \\ &= 25 + 24 + 2 \cdot 0,65 = 50,3 \text{ V.} \end{aligned} \quad (4.88)$$

Datorită acestei creșteri a tensiunii, curentul prin bobină scade rapid, trece prin zero, își inversează sensul și curge prin sursa de alimentare, tranzistorul Q_{58} , condensatorul C_8 și tranzistorul Q_{50} (figura 4.16.c), astfel că începutul cursei directe găsește tranzistorul Q_{50} puternic deschis și un curent mare curgînd prin el spre bobina de deflexie.

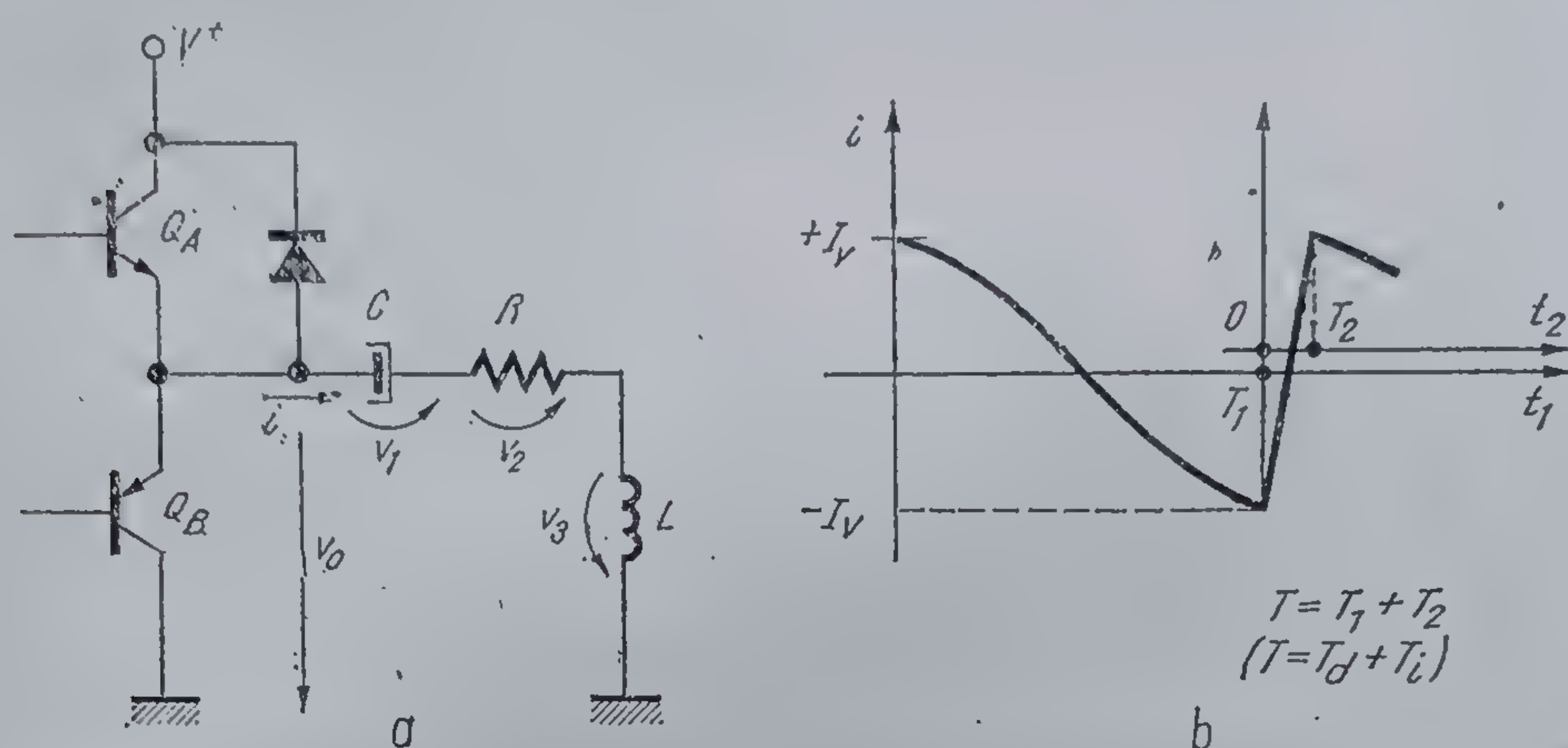
● *Analiza funcționării etajului de baleiaj vertical în clasă B fără generator pentru întoarcerea spotului*

Schema simplificată a unui etaj de putere în clasă B utilizat pentru baleiajul vertical este prezentată în figura 4.17 împreună cu variația în timp a curentului prin bobina de deflexie⁸.

Tensiunea la ieșirea etajului are expresia

$$v_o = v_1 + v_2 + v_3 = \frac{1}{C} \int_0^t i \, dt_1 + U + Ri + L \frac{di}{dt_1} \quad (4.89)$$

unde U se determină din condiția ca în timpul cursei directe tensiunea medie



4.17 Etaj de baleiaj vertical în clasă B fără generator pentru întoarcerea spotului.
a—Schema electrică simplificată. b—Forma curentului prin bobina de baleiaj vertical.

la bornele condensatorului să fie egală cu tensiunea de la ieșire în absența semnalului V_o .

$$\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} v_1 dt_1 = V_o. \quad (4.90)$$

Considerînd variația curentului aproximativ liniară:

$$i = I_v \left(1 - \frac{2t_1}{T_1} \right) \quad (4.91)$$

se obține prin calcule elementare:

$$U = V_o + \frac{I_v T_1}{6C}. \quad (4.92)$$

În consecință, expresia tensiunii de la ieșire în timpul cursei directe devine:

$$v_o(t_1) = RI_v \left(1 - \frac{2t_1}{T_1} \right) + \frac{I_v}{C} \left(t_1 - \frac{t_1^2}{T_1} - \frac{T_1}{6} \right) - L \frac{2I_v}{T_1} + V_o. \quad (4.93)$$

În timpul cursei inverse variația rapidă a curentului prin bobină va produce o creștere importantă a tensiunii la ieșire. Supracreșterea tensiunii se va limita la o valoare foarte apropiată de valoarea tensiunii sursei de alimentare. Neglijînd variația sarcinii în condensator (justificată de durată mică a cursei inverse) și căderea de tensiune pe tranzistorul Q_A , se poate pune

$$v_o(t_2) = V_{cc} = v_1(T_1) + v_2 + v_3. \quad (4.94)$$

$$V_{cc} = V_o - \frac{I_v T_1}{6C} + Ri + L \frac{di}{dt}. \quad (4.95)$$

Aceasta este o ecuație diferențială liniară de gradul întâi cu coeficienți constanți; soluția ei este:

$$i = K e^{-(R/L)t_1} + \left(V_{cc} - V_o + \frac{I_v T_1}{6C} \right) \cdot \frac{1}{R}. \quad (4.96)$$

Constanta de integrare se determină din condiția ca la începutul întoarcerii ($t_2 = 0$) curentul să aibă valoarea $-I_v$:

$$t_2 = 0 \quad i = -I_v. \quad (4.97)$$

Rezultă:

$$K = -I_v - \frac{1}{R} \left(V_{cc} - V_o + \frac{I_v T_1}{6C} \right). \quad (4.98)$$

În consecință, expresia curentului în timpul întoarcerii spotului este:

$$i = \left[-I_v - \frac{1}{R} \left(V_{cc} - V_o + \frac{I_v T_1}{6C} \right) \right] e^{-(R/L)t_1} + \frac{1}{R} \left(V_{cc} - V_o + \frac{I_v T_1}{6C} \right). \quad (4.99)$$

Cu ajutorul expresiei 4.99 se poate determina valoarea tensiunii de alimentare necesare, a tensiunii la ieșirea etajului în absența semnalului, precum și a duratei întoarcerii. Pentru acestea, se observă că întoarcerea spotului se încheie în momentul în care curentul prin bobina de deflexie atinge valoarea $+I_v$:

$$t_2 = T_2: \quad i = I_v. \quad (4.100)$$

Rezultă:

$$I_v = \left[-I_v - \frac{1}{R} \left(V_{cc} - V_o + \frac{I_v T_1}{6C} \right) \right] e^{-(R/L)T_2} + \frac{1}{R} \left(V_{cc} - V_o + \frac{I_v T_1}{6C} \right). \quad (4.101)$$

Din relația dedusă se obține:

$$V_o = V_{cc} - RI_v \operatorname{cth} \left(\frac{R}{2L} T_2 \right) + \frac{I_v T_1}{6C}. \quad (4.102)$$

Acest rezultat se introduce în expresia 4.93 a tensiunii de la ieșire în timpul cursei directe:

$$v_o = I_v \left[R \left(1 - \frac{2t_1}{T_1} - \operatorname{cth} \frac{RT_2}{2L} \right) + \frac{1}{C} \left(t_1 - \frac{t_1^2}{T_1} - \frac{2L}{T_1} \right) \right] + V_{cc}. \quad (4.103)$$

Utilizarea corectă a tensiunii impune ca la sfârșitul cursei directe tranzistorul Q_A să fie saturat:

$$t_1 = T_1 \quad v_o = V_{\text{sat},A}. \quad (4.104)$$

Ca urmare, din relația 4.103 se obține:

$$V_{cc} = I_v \left[R \left(1 + \operatorname{cth} \frac{RT_2}{2L} \right) + \frac{2L}{T_1} \right] + V_{CE \text{ sat } A} \quad (4.105)$$

iar din relația 4.102 rezultă:

$$V_o = I_v \left[R + \frac{2L}{T} + \frac{T_1}{6C} \right] + V_{CE \text{ sat } A} \quad (4.106)$$

Durata întoarcerii se obține din relația 4.105:

$$T_2 = \frac{L}{R} \ln \frac{K+1}{K-1}, \quad (4.107)$$

unde:

$$K = \frac{V_{cc} - V_{CE \text{ sat } A}}{RI_v} - \frac{2L}{T_1} \quad (4.108)$$

În cazul sistemelor de deflexie în care sensul curentului prin bobină trebuie inversat se obțin aceleași expresii pentru V_{cc} și T_2 , dar tensiunea de la ieșire în absența semnalului va fi dată de:

$$V_o = RI_v \operatorname{cth} \frac{R}{2L} T_2 - \frac{T_1}{6C} \quad (4.109)$$

Determinarea condițiilor în care va funcționa etajul de baleiaj utilizează ca date inițiale parametrii bobinei de deflexie și curentul vîrf la vîrf necesar baleiajului, I_v . Calculele vor lua în considerație și dispersia acestor parametri, precum și necesitatea de a asigura o suprabaleiere de 10%.

Tensiunea de alimentare necesară se determină cu relația 4.105, impunînd o valoare pentru durata cursei inverse mai mică de 0 ms (normă CCIT). Relația 4.106 permite stabilirea valorii tensiunii la ieșire fără semnal.

● *Etaj de baleiaj vertical în clasă B cu generator pentru întoarcerea spotului*

Calculele urmează același curs ca în cazul etajului fără generator pentru întoarcerea spotului. Trebuie însă să se țină seama că în timpul întoarcerii tensiunea „de alimentare” este de aproximativ două ori mai mare decît în timpul cursei directe.

După cum s-a arătat întoarcerea spotului are două părți distincte. În prima parte, curentul curge dinspre bobină spre etajul de baleiaj, închizîndu-se prin circuitul indicat în figura 4.16.b; tensiunea de ieșire se stabilește la valoarea determinată de relația 4.88:

$$v_o(t'_2) = v_4(t'_2) = V_{D3} + V_{C_8} + V_{D3} + V_{cc} \quad (4.110)$$

Utilizînd expresia 4.87 pentru V_{C_8} și neglijînd variația sarcinii din condensator, se obține:

$$v_4(t'_2) = 2V_{cc} + V_D - V_{CE \text{ sat } B} \quad (4.111)$$

Valoarea absolută a curentului prin bobina de deflexie scade rapid. Momentul în care curentul se anulează marchează începutul celei de a doua părți a întoarcerii, în care curentul va curge dinspre etajul de baleiaj spre bobina de deflexie, închizându-se prin circuitul indicat în figura 4.16.c. Tensiunea de ieșire are valoarea:

$$v_o(t_2'') = v_4(t_2'') = -V_{BE50} - V_{CEsat49} + v_{C_8} - V_{CEsat57} - V_{BE58} + V_{CC}. \quad (4.112)$$

Înlocuind în 4.112 pe 4.87 și neglijând variația sarcinii în condensator, rezultă:

$$v_4(t_2'') = 2V_{CC} - V_D - 3V_{CEsat}. \quad (4.113)$$

Pentru a nu complica excesiv calculele, se va considera

$$v_4(t_2'') \approx 2V_{CC}. \quad (4.114)$$

Calcule similare cu cele efectuate pentru etajul de baleiaj fără generator pentru întoarcerea spotului conduc la următoarele rezultate:

$$V_{CC} = \frac{1}{2} \left[RI_v \left(1 + \operatorname{cth} \frac{RT_2}{2L} \right) + I_v \frac{2L}{T_1} + V_{BE51} + V_{CEsat52} \right]; \quad (4.115)$$

$$V_o = I_v \left[R + \frac{2L}{T_1} + \frac{T_1}{6C} \right] + V_{BE51} + V_{CEsat52}; \quad (4.116)$$

$$T_2 = \frac{L}{R} \ln \frac{K+1}{K-1}, \quad (4.117)$$

unde:

$$K = \frac{2V - V_o}{RI_v} + \frac{T_1}{6RC} \quad (4.118)$$

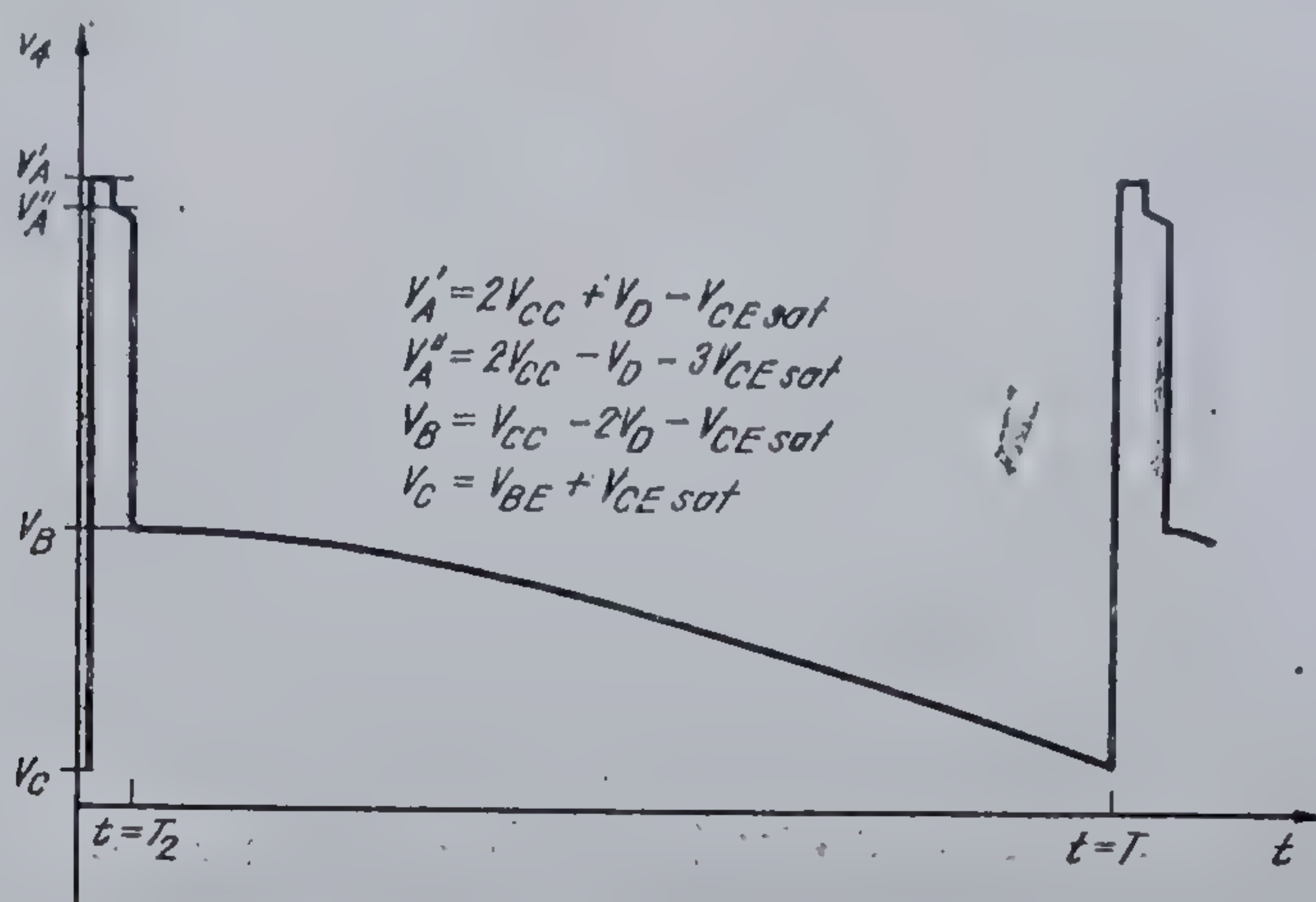
În acest caz, nu este recomandabil să se stabilească parametrii de funcționare pornind numai de la relațiile de mai sus, deoarece există posibilitatea ca valoarea determinată pentru V_{CC} să nu asigure excursia de tensiune necesară în timpul cursei directe. În consecință, trebuie să se ia în considerație regimul cel mai critic (cursa directă sau cursa inversă).

Determinarea excursiei de tensiune necesare în timpul cursei directe pornește de la expresia 4.93 a tensiunii la ieșire:

$$v_o = v_o(t_1 = 0) - v_o(t_1 = T_1) = 2RI_v. \quad (4.119)$$

Pentru ca aceasta să fie într-adevăr excursia de tensiune, trebuie ca tensiunea de ieșire să varieze monoton în timpul cursei directe, scăzând de la $v_o(t_1 = 0)$ la $v_o(t_1 = T_1)$. Termenul care conține t_1^2 (termen parabolic) poate însă produce o supracreștere; pentru a elimina posibilitatea apariției supracreșterii, trebuie ca derivata tensiunii de ieșire la începutul cursei directe să nu fie pozitivă:

$$\left. \frac{dv_o(t_1)}{dt_1} \right|_{t_1=0} \leq 0. \quad (4.120)$$



4.18 Variația tensiunii la ieșirea etajului din fig. 4.17.

Derivarea expresiei 4.93 conduce la condiția:

$$\left. \frac{dv_o(t_1)}{dt_1} = -\frac{2RI_v}{T_1} + \frac{I_v}{C} - \frac{2I_v}{CT_1} t_1 \right|_{t_1=0} \leq 0 \quad (4.121)$$

sau

$$C \geq \frac{T_1}{2R} \quad (4.122)$$

Relația 4.122 permite dimensionarea capacității C_7 (vezi figura 4.16). Variația maximă a tensiunii la ieșirea etajului de baleiaj este:

$$\Delta v_o = \Delta v_A = [V_{CC} - V_{D1} - V_{CEsat57} - V_{BE58}] - (V_{BE51} + V_{BEsat52}) \approx V_{CC} - 3V_D - 2V_{CEsat} \quad (4.123)$$

Egalînd cele două expresii, 4.119 și 4.123, ale excursiei de tensiune, rezultă condiția căutată pentru tensiunea de alimentare:

$$V_{CC} \geq 2RI_v + 3V_D + 2V_{CEsat} \quad (4.124)$$

Variația tensiunii la ieșire pe o perioadă este prezentată în figura 4.18. Trebuie subliniat faptul că valoarea trecută în figură pentru tensiunea la ieșire la sfîrșitul cursei directe, V_C , nu este corectă decît în cazul în care tensiunea la ieșire fără semnal V_o satisface exact relația 4.112. În cele mai multe aplicații însă, tensiunea V_o este plasată la o valoare ceva mai mare pentru a preveni „întoarcerea” părții de jos a imaginii. Acest fenomen nedorit apare atunci cînd tranzistorul *pnp* echivalent din etajul de baleiaj în clasă *B* se saturează prea devreme, determinînd scăderea curentului prin bobina de deflexie înainte de atingerea valorii $-I_v$.

Ca urmare, în aplicațiile reale, piedestalul tensiunii la ieșire are o valoare acoperitoare, puțin mai mare.

● Exemplu de calcul

Pentru determinarea parametrilor de funcționare ai etajului de baleiaj cu generator pentru întoacerea spotului trebuie să se țină seama de variațiile valorilor mărimilor care intervin în calcule.

Un parametru care influențează puternic stabilirea valorii tensiunii de alimentare este rezistența bobinei de deflexie. După cum s-a arătat, forma curentului de baleiaj nu este influențată de variația cu temperatura; desigur, tensiunea pe bobina de baleiaj va fi influențată.

Bobina de baleiaj recomandată (tub de 110° , diagonală de 61 cm) pentru circuitul TDA 1170 are o inductanță de 20 mH și o rezistență de 10Ω , determinată la 25°C . Rezistența ei la 45°C va fi:

$$R_{60^\circ\text{C}} = R_{25^\circ} \frac{1 + \alpha_{Cu} 45^\circ}{1 + \alpha_{Cu} 25^\circ} = 10 \frac{1 + 4,3 \cdot 10^{-3} \cdot 45}{1 + 4,3 \cdot 10^{-3} \cdot 25} = 10,75 \Omega \quad (4.125)$$

În relațiile teoretice deduse, rezistența R este rezistența totală pe care lucrează etajul de baleiaj:

$$R = R_{45^\circ\text{C}} + R_{10} = 10,75 + 1 = 11,75 \Omega \quad (4.126)$$

Curentul de baleiaj necesar deflexiei și suprabaleierii de 5% are 1A vîrf-la-vîrf. Durata cursei inverse este de 0,6 ms. Rezultă că tensiunea de alimentare necesară calculată cu relația 4.115 va fi:

$$\begin{aligned} V_{cc} &\geq \frac{1}{2} \left[RI_v \left(1 + \text{cth} \frac{RT_2}{2L} \right) + I_v \frac{2L}{T_1} + V_{BE51} + V_{CE \text{ sat} 52} \right] - \\ &= \frac{1}{2} \left[11,75 \cdot 0,5 \left(1 + \text{cth} \frac{11,75 \cdot 0,6 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-3}} \right) + \right. \\ &\quad \left. + 0,5 \cdot \frac{2 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{19,4 \cdot 10^{-3}} + 0,65 + 0,2 \right] \approx 20,7 \text{ V} \quad (4.127) \end{aligned}$$

Se poate alege deci, acoperitor, $V_{cc} = 22 \text{ V}$.

Se va verifica acum că această tensiune de alimentare asigură o excursie de tensiune suficientă pentru cursa directă, utilizînd relația 4.124:

$$\begin{aligned} V_{cc} &\geq 2RI_v + 3V_D + 2V_{CE \text{ sat}} \\ 22 \text{ V} &\geq 2 \cdot 11,75 \cdot 0,5 + 3 \cdot 0,65 + 2 \cdot 0,3 = 14 \text{ V} \quad (4.128) \end{aligned}$$

În consecință, tensiunea de alimentare este stabilită, în cazul acestei bobine de deflexie de durata cursei inverse la o valoare de minimum 22 V.

Rezerva pentru fluctuațiile altor mărimi este asigurată de durata întoarcerii de 0,6 ms, care are o distanță confortabilă față de valoarea de 1 ms impusă de normele internaționale.

Valoarea condensatorului $C = C_7$ se va stabili cu ajutorul condiției 4.122:

$$C \geq \frac{T_1}{2R} = \frac{19,4 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 12,4} = 0,78 \text{ mF}. \quad (4.129)$$

Se va lua $C = 1 \text{ mF}$, acoperind astfel și variațiile valorii rezistenței R . Tensiunea la ieșire fără semnal va avea valoarea minimă dată de relația 4.116:

$$\begin{aligned} V_o &\geq I_v \left[R + \frac{2L}{T_1} + \frac{T_1}{6C} \right] + V_{BE51} + V_{CE \text{ sat } 52} = \\ &= 0,5 \cdot 12,4 + \frac{2 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{19,4 \cdot 10^{-3}} + \frac{19,4 \cdot 10^{-3}}{6 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} + 0,65 + 0,2 \approx 11,3 \text{ V}. \end{aligned} \quad (4.130)$$

Pe de altă parte, tensiunea de la ieșire în absența semnalului este fixată de reacția de curent continuu, dată de relația 4.72:

$$V_o = V_4 = \left[1 + \frac{R_7^e + R_8^e}{R_6^e + R_{10}^e} \right] \cdot \varphi_+.$$

Introducând $\varphi_{\min}^+ = 2 \text{ V}$, se găsește o condiție de proiectare pentru divizorul rezistiv $(R_7^e + R_8^e) / (R_6^e + R_{10}^e)$. O altă condiție este exprimată de relația 4.79.

În legătură cu alegerea valorilor tensiunilor se pot face următoarele comentarii.

- Tensiunea de alimentare trebuie fixată la cea mai mică valoare care asigură funcționarea corectă a circuitului. După cum se va arăta, în acest mod se minimizează puterea disipată de circuitul integrat;

- Tensiunea de ieșire fără semnal (fără tensiune în dinți de fierăstrău de la oscilator), trebuie aleasă într-un domeniu delimitat de două constrângeri:

- o valoare prea mică poate conduce la „întoarcerea” părții de jos a imaginii; condiția care asigură funcționarea corectă este dată de relația 4.130;

- o valoare prea mare are ca rezultat creșterea duratei cursei inverse, T_2 . Într-adevăr, expresia 4.117 arată că T_2 scade când coeficientul K crește; dar K depinde de diferența între dublul tensiunii de alimentare și tensiunea de ieșire fără semnal, $2V_{cc} - V_o$. Este de dorit — pentru a asigura o durată T_2 suficient de mică — să se asigure o valoare cât mai mare pentru termenul $2V_{cc} - V_o$, deci să se stabilească V_o la o valoare mică.

Ca urmare, în multe cazuri, V_o nu este plasat la jumătate din tensiunea de alimentare (opțiunea cea mai fericită pentru amplificatoarele în clasă B care lucrează pe sarcini rezistive); este adevărat însă că abaterea de la valoarea $V_{cc}/2$ este rareori foarte mare.

• Valorile determinate de relațiile 4.128 și 4.130 se vor regăsi pentru o schemă care va fi descrisă în paragraful dedicat aplicațiilor. Schema analizată în acest paragraf este destinată testării parametrilor circuitului integrat, astfel că în proiectarea ei apar considerente specifice care precumpănesc față de considerentele de economicitate.

De pildă, pentru a se testa capacitatea circuitului de a face față impulsurilor de tensiune ridicată, se alege o valoare a tensiunii de alimentare mai mare decât cea strict necesară ($V_{cc} = 25 \text{ V}$), astfel încât în timpul întoarcerii, tensiunea aplicată pe circuit să depășească 50 V (vezi relația 4.88). De asemenea, tensiunea de ieșire fără semnal este plasată la o valoare ridicată ($V_o = V_4 \approx 23 \text{ V}$) pentru a testa durata întoarcerii în condiții defavorabile;

• Pentru a estima rapid durata întoarcerii se poate apela la o relație simplificată, dedusă din expresiile 4.117 și 4.118. Astfel:

$$K \approx \frac{2V_{cc} - V_o}{RI_v} \approx \frac{3}{2} \frac{V_{cc}}{RI_v} \quad (4.131)$$

dacă se neglijează efectul capacității de cuplaj ($C \rightarrow \infty$) și se consideră că tensiunea V_o are o valoare apropiată de jumătatea din valoarea tensiunii de alimentare. Presupunând în plus $K \gg 1$, se poate aproxima:

$$T_2 \approx \frac{L}{R} \ln \left(1 + \frac{2}{K} \right) \approx \frac{L}{R} \cdot \frac{2}{K} = \frac{4}{3} \cdot \frac{LI_v}{V_{cc}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{LI_{vv}}{V_{cc}} \quad (4.132)$$

Trebuie menționat faptul că aproximațiile de mai sus nu sînt foarte justificate, relația 4.132 putînd conduce la erori de 30 ... 50%.

4.2.6. Regimul termic

Curentul mediu I_s absorbit de circuit de la sursa de alimentare se poate calcula cu formula:

$$I_s = \overline{i_v} + I_o \quad (4.133)$$

unde $\overline{i_v}$ este curentul mediu furnizat bobinei, iar I_o este curentul consumat de blocurile funcționale ale circuitului.

Pentru determinarea curentului mediu furnizat bobinei, sînt utile următoarele observații:

- bobina absoarbe curent din sursă numai timp de o semiperioadă (în cealaltă semiperioadă curentul curge dinspre bobină spre circuit datorită condensatorului C_7);
- în acest interval curentul variază de la zero la jumătate din valoarea vîrf la vîrf;
- variația curentului este practic liniară;
- durata cursei inverse se poate neglija.

Rezultă :

$$\overline{i_v} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{I_v}{2} \left(1 - \frac{2t}{T}\right) dt = \frac{1}{8} I_v. \quad (4.134)$$

Pe de altă parte, curentul absorbit de blocurile circuitului este de 15 ... 25 mA; fie $I_o = 20$ mA valoarea sa tipică.

Cu aceste precizări se obține:

$$I_s = \frac{1}{8} I_v + I_o = \frac{1}{8} 1000 + 20 = 145 \text{ mA}. \quad (140 \dots 150 \text{ mA}) \quad (4.135)$$

Determinarea curentului mediu absorbit de la sursă permite calcularea puterii P_s furnizată de sursa de alimentare:

$$P_s = I_s \cdot V_{CC} = 0,145 \cdot 25 = 3,6 \text{ W}. \quad (4.136)$$

Această putere se împarte între bobina de deflexie și circuitul integrat.

Puterea activă disipată de bobina de deflexie va fi determinată de partea rezistivă a impedanței ei:

$$P_v = R_L \cdot \overline{i^2} \quad (4.137)$$

Pentru a calcula valoarea medie a pătratului curentului prin bobină se va admite că el variază liniar în timp atât pentru cursa directă, cât și pentru întoarcerea spotului.

$$i = \begin{cases} \frac{I_v}{2} \left(1 - \frac{2t_1}{T_1}\right) & 0 < t_1 < T_1, \\ -\frac{I_v}{2} \left(1 - \frac{2t_2}{T_2}\right) & 0 < t_2 < T_2, \end{cases} \quad (4.138)$$

(timpii sînt definiți în figura 4.17.b).

Rezultă:

$$\overline{i^2} = \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt = \frac{1}{12} I_v^2. \quad (4.139)$$

În consecință;

$$P_v = \frac{1}{12} R_L \cdot I_v^2 = \frac{1}{12} \cdot 12,4 \cdot 1 \approx 1 \text{ W}. \quad (4.140)$$

Puterea disipată de circuit va fi dată de diferența dintre puterea furnizată de sursa de alimentare și puterea consumată de bobină:

$$P_D = P_s - P_v = 3,6 - 1 = 2,6 \text{ W}. \quad (4.141)$$

Pentru a se putea disipa puteri de ordinul 2 ... 3 W, circuitul este montat într-o capsulă special proiectată pentru a avea o rezistență termică joncțiune-capsulă $R_{th, j-tabs}$ redusă. Valoarea rezistenței termice cip (joncțiune) — aripioare de răcire (tabs) — este:

$$R_{th, j-c} = 12^{\circ}\text{C/W}. \quad (4.142)$$

Întrucît performanțele termice bune ale capsulci se datorează posibilității de a elimina căldura prin radiatoarele în formă de aripioare (tabs), rezultă că rezistența termică între capsulă și mediul ambiant poate fi redusă prin orice mijloc care sporește capacitatea aripioarelor de a ceda căldură mediului. Dacă puterea disipată nu este prea mare, este suficient ca pe cablajul imprimat să se prevadă o arie de cupru de care să fie sudate aripioarele; această arie de cupru lucrează ca un radiator.

Dependența puterii disipate de circuitul integrat *TDA 1170* în funcție de aria de cupru pentru un cablaj imprimat placat cu un strat de cupru cu o grosime de 35 μm este prezentată în tabelul 4.1, în partea de valori limită absolută.

În cazul în care puterea disipată este mare, circuitului trebuie să i se atașeze un radiator cu o rezistență termică adecvată. Pentru dimensionarea radiatorilor, în tabelul 4.1 sînt prezentate caracteristicile care dau puterea disipată maxim admisibilă în funcție de temperatura ambiantă.

4.3. Parametri

4.3.1. Performanțele circuitului

Mărimile care caracterizează circuitul integrat pentru baleiajul vertical *TDA 1170* sînt date în tabelul 4.1.

Valorile limită absolută nu trebuie să fie depășite nici în cazurile cele mai defavorabile de lucru ale circuitului, compensările mutuale nefiind permise.

Depășirea valorilor limită absolută se soldează în marea majoritate a cazurilor cu defectarea catastrofică. Dacă totuși circuitul „scapă” după un astfel de tratament este absolut necesară o nouă verificare a performanțelor care de obicei se degradează și ies din specificațiile de catalog.

4.3.2. Măsurări la fabricant

Definirea parametrilor se poate face numai în legătură cu un circuit de măsurare precizat.

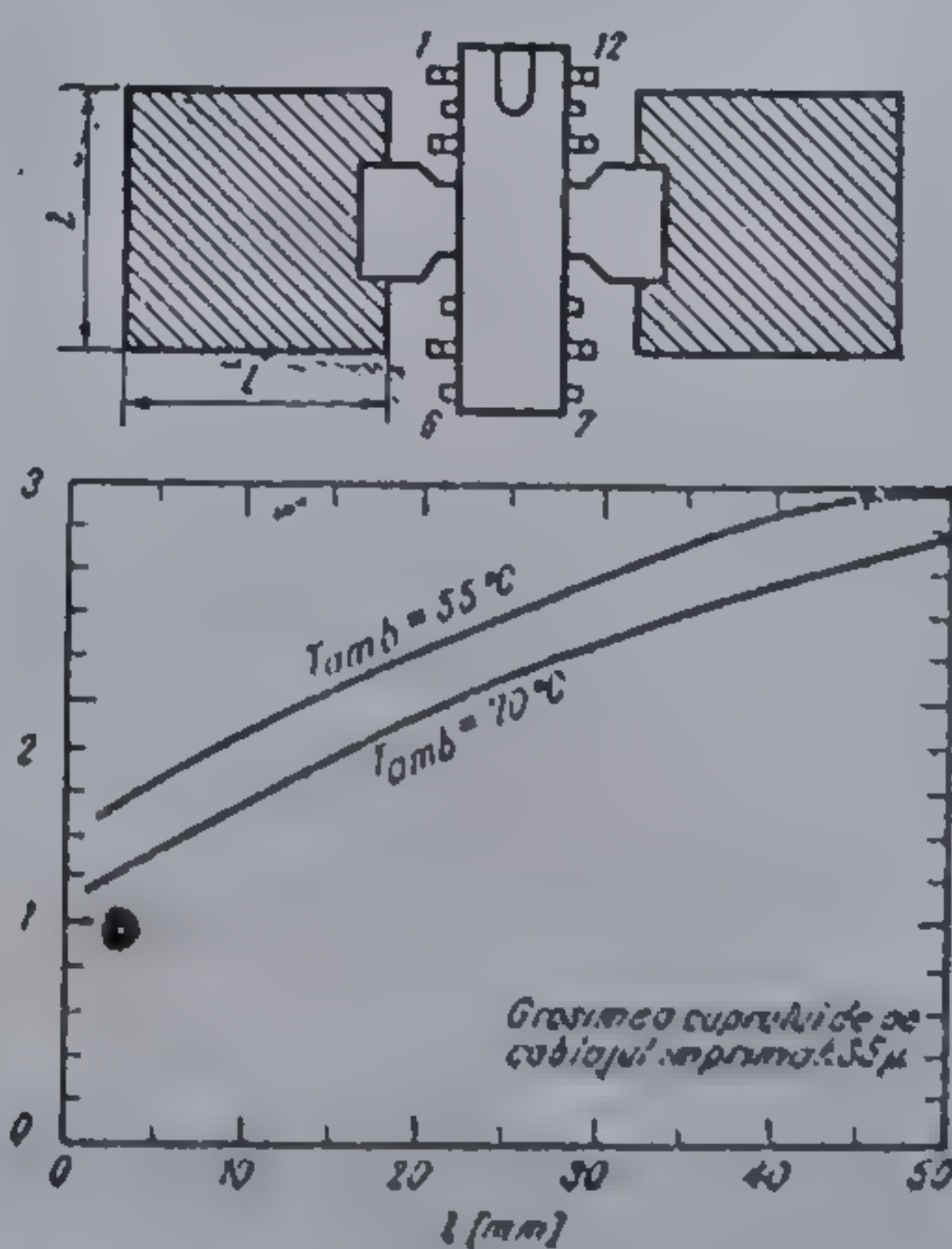
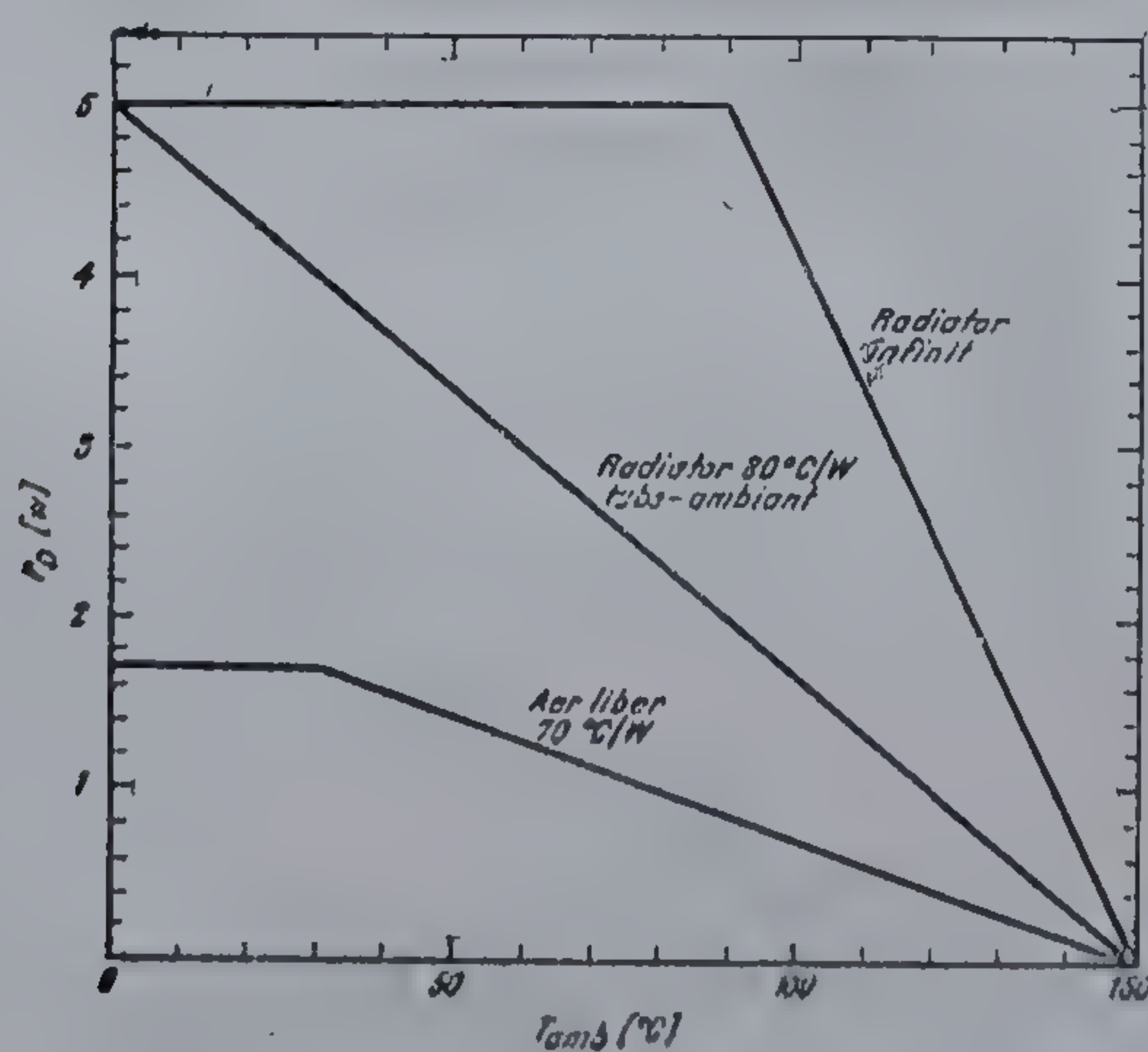
Circuitele de măsurare sînt prezentate în figurile 4.19 și 4.20. În aceste figuri s-a renunțat la indicele superior c pentru elementele externe, întrucît

TDA 1170

CIRCUIT PENTRU BALEIAJUL VERTICAL

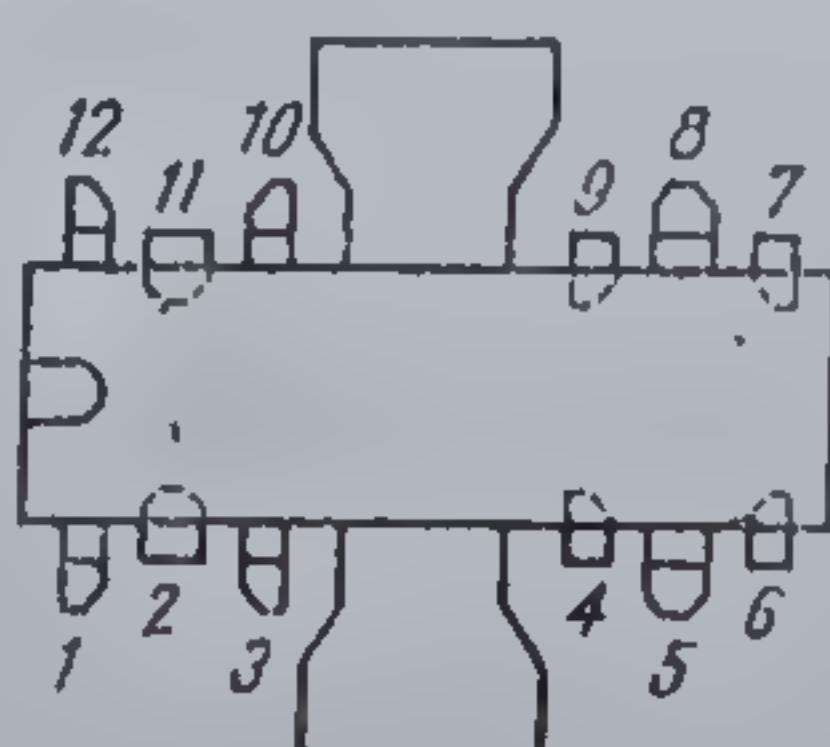
VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare (terminalul 2)	27 V
Tensiunea de vîrf în timpul întoarcerii spotului (terminalele 4, 5)	58 V
Amplitudinea impulsurilor de sincronizare (terminalul 8)	± 12 V
Tensiunea de intrare în amplificatorul de putere (terminalul 10)	$-2 \dots +10$ V
Curentul de ieșire nerepetitiv al amplificatorului de putere	2 A
Curentul de ieșire repetitiv al amplificatorului de putere	1,5 A
Puterea disipată maximă	vezi curbele din stînga jos
la $T_a = 80^\circ\text{C}$ (aer liber)	1 W
la $T_{abs} = 90^\circ\text{C}$	5 W
Puterea disipată pentru radiator realizat din placatul de cupru	vezi curbele din dreapta jos
Temperatura maximă a joncțiunii	$+150^\circ\text{C}$
Gama temperaturilor de funcționare	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$
Gama temperaturilor de stocare	$-25^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$



CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

TDA 1170



Capsulă CB 109
vedere de sus

- | | |
|--|--|
| 1. Semnalul de baleiaj | 7. Reglajul de amplitudine |
| 2. $+V_{CC}$ | 8. Intrarea impulsurilor de sincronizare |
| 3. Generatorul pentru întoarcerea spotului | 9. ieșirea oscilatorului |
| 4. ieșirea din amplificatorul de putere | 10. Intrarea în preamplificator |
| 5. Alimentarea etajului de putere | 11. Compensarea de frecvență |
| 6. Reglajul de frecvență | 12. Generatorul de tensiune liniar variabilă |

Notă: Aripioarele de răcire (TABS) constituie Masa circuitului

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambient	$R_{th,j-a}$ (max)	70*	°C/W
Rezistența termică joncțiune-tabs	$R_{th,j-tabs}$ (max)	12**	°C/W

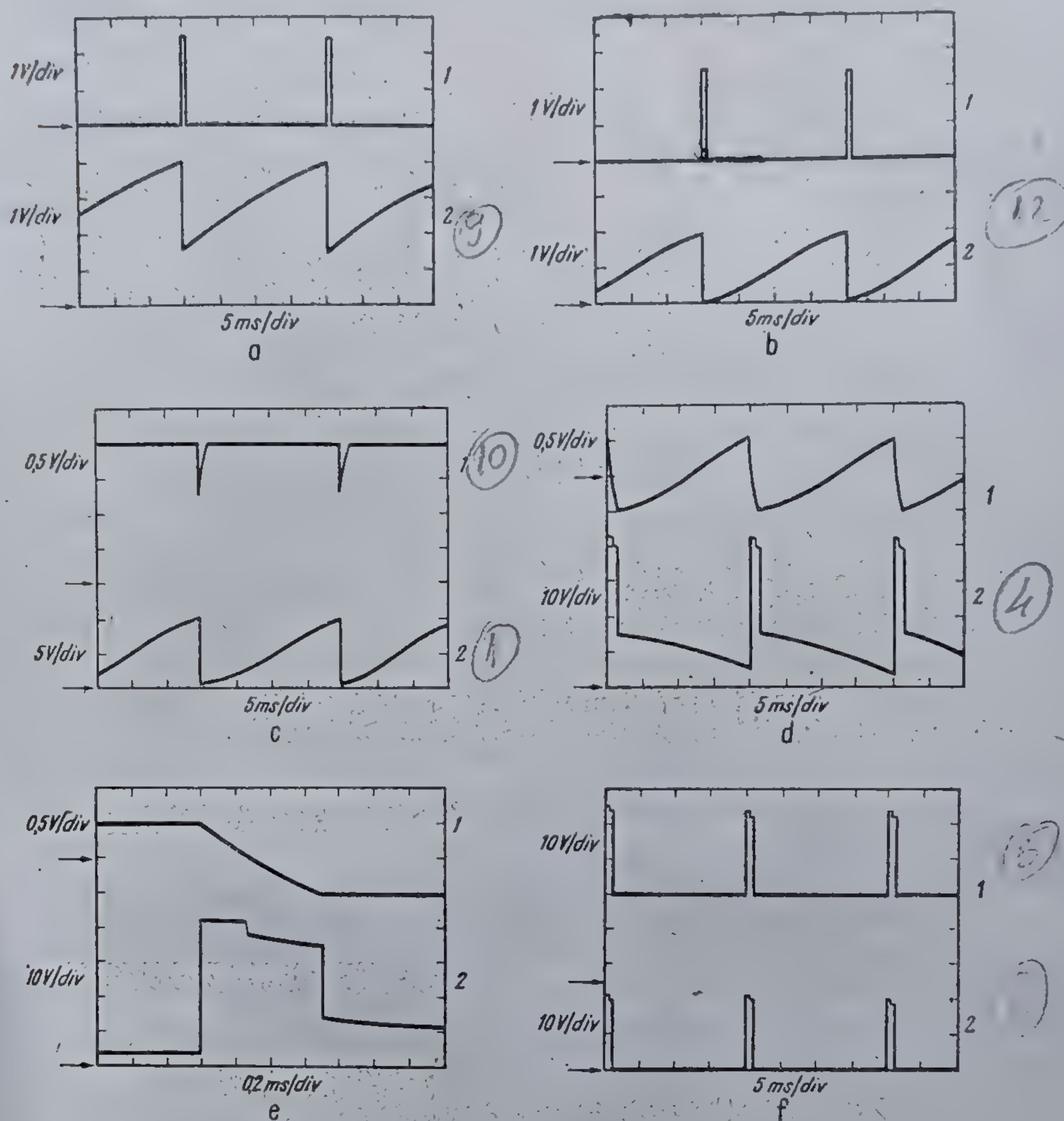
* Această valoare se obține în condițiile în care suprafața de cupru la care se lipesc aripioarele de răcire este redusă la minimum necesar.

** Pentru dimensionarea regimului termic al circuitului TDA 1170 în aplicații TV se va folosi și figura din tabelul 4.1, VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ.

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^{\circ}\text{C}$, dacă nu se specifică altfel)

Etaful testat	Parametrul		Circuitul de măsură (vezi figura)	Condiții de măsură	Min.	Tipic	Max.	Unități
	Simbolul	Semnificația						
Stabilizatorul	V_6	Tensiunea stabilizată	4.19.b	$V_{CC} = 25\text{ V}$	6	6,5	7	V
	$\frac{\Delta V_6}{\Delta V_{CC}}$	Factorul de stabilizare la variațiile tensiunii de alimentare	4.19.b	$V_{CC} = 10 \dots 27\text{ V}$		1,5		$\frac{\text{mV}}{\text{V}}$
	$\frac{\Delta V_6}{\Delta T_{\text{abs}}}$	Factorul de stabilizare la variațiile temperaturii aripioarelor (tabs)	4.19.b	$V_{CC} = 25\text{ V}$ $T_{\text{abs}} = 40^{\circ} \dots 120^{\circ}\text{C}$		0,25		$\frac{\text{mV}}{^{\circ}\text{C}}$
	$-I_9$	Curentul de polarizare al oscilatorului	4.19.a	$V_{CC} = 25\text{ V}$ $V_9 = 1\text{ V}$		0,2	1	μA
Oscilatorul	V_9	Tensiunea vîrf la vîrf a oscilațiilor	4.20	$V_{CC} = 25\text{ V}$		2,4		V
	$\frac{\Delta f}{\Delta V_S}$	Stabilirea frecvenței la variațiile stnsiunii de alimentare	4.20	$V_{CC} = 10 \dots 27\text{ V}$		0,01		$\frac{\text{Hz}}{\text{V}}$
	$\frac{\Delta f}{\Delta T_{\text{abs}}}$	Stabilitatea frecvenței la variațiile temperaturii aripioarelor (tabs)	4.20	$V_S = 25\text{ V}$ $T_{\text{abs}} = 40^{\circ} \dots 120^{\circ}\text{C}$		00,15		$\frac{\text{Hz}}{^{\circ}\text{C}}$

Sincronizarea	R_8	Rezistența de intrare la intrarea de sincronizare	4.20	$V_{CC} = 25 \text{ V}$ $V_8 = 1 \text{ V}$		3,5		k Ω
	V_8	Amplitudinea semnalului care asigură sincronizarea	4.20	$V_{CC} = 25 \text{ V}$	1			V
		Frecvența de sincronizare	4.20	$V_{CC} = 25 \text{ V}$	43		50	Hz
Generatorul de tensiune liniar variabilă și etajul tampon	$-I_{12}$	Curentul de polarizare al etajului tampon	4.19.a	$V = 25 \text{ V}$ $V_7 = 8 \text{ V}$		0,05	0,5	μA
Preamplificatorul	$-I_{10}$	Curentul de polarizare al preamplificatorului	4.19.b	$V_{CC} = 25 \text{ V}$ $V_{10} = 1 \text{ V}$		0,15	1	μA
Amplificatorul de putere	I_y	Curentul de ieșire vîrf la vîrf		$V_{CC} = 25 \text{ V}$			1,6	A
	V_4	Tensiunea de ieșire fără semnal	4.19.a	$V_{CC} = 25 \text{ V}$ $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$	8	8,8	9,6	V
				$V_{CC} = 10 \text{ V}$ $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$	4	4,4	4,8	V
		Tensiunea de vîrf în timpul întoarcerii spotului	4.20	$V_{CC} = 25 \text{ V}$ $I_y = 1 \text{ A}$		51		V
	t_{ts}	Durata întoarcerii spotului	4.20	$V_{CC} = 25 \text{ V}$ $I_y = 1 \text{ A}$		0,6	0,8	ms
Întregul circuit	I_S	Curentul mediu de alimentare	4.20	$V_{CC} = 25 \text{ V}$ $I_y = 1 \text{ A}$		140		mA
	V_{CC}	Domeniul tensiunilor de alimentare			10		27	V

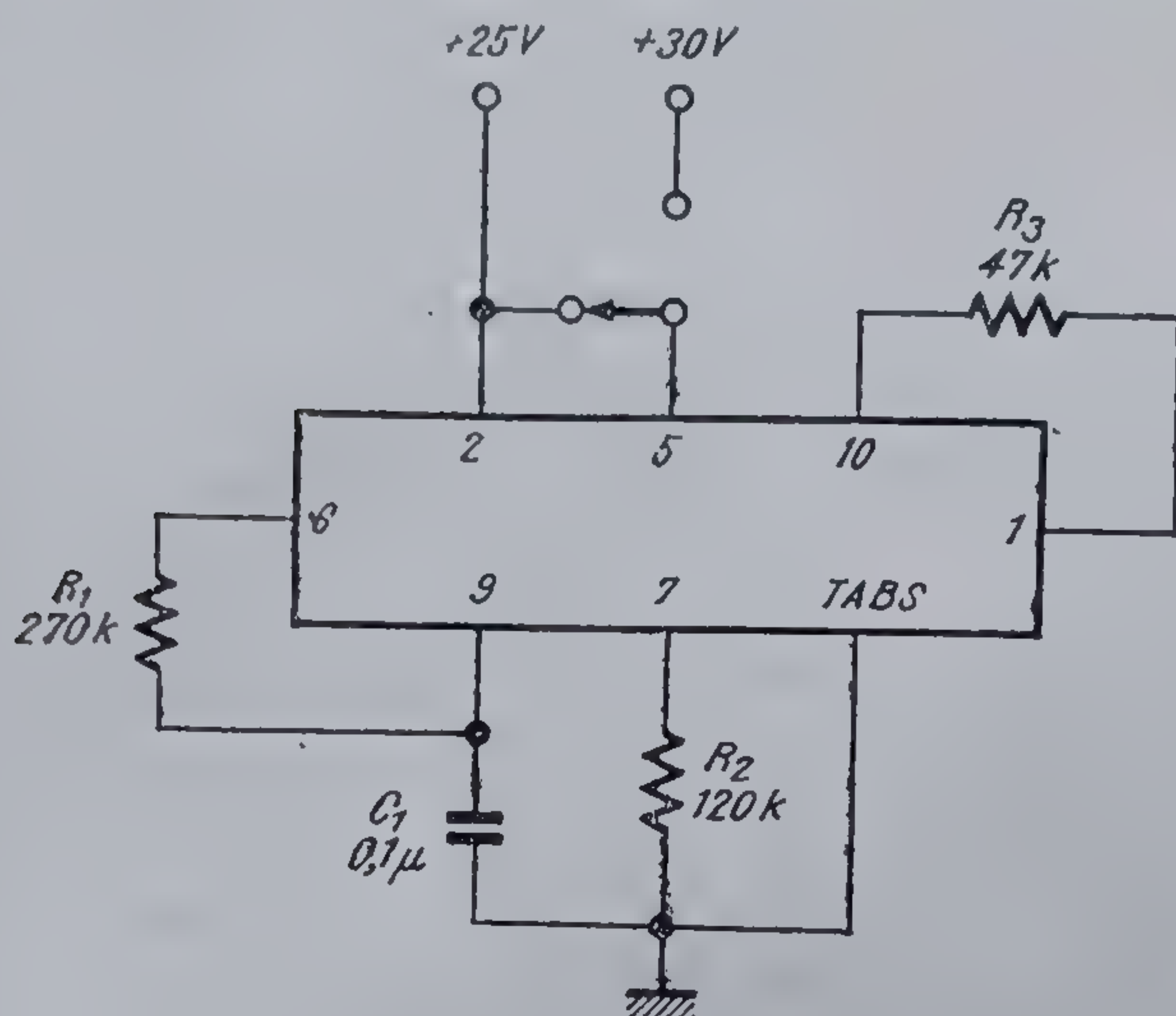


4.21 Forme de undă tipice pentru circuitul din fig. 4.20. Nivelul de 0 V este marcat cu o săgeată. (a) 1: impulsurile de sincronizare; 2: v_9 (oscilatorul); (b) 1: impulsurile de sincronizare; 2: v_{12} (generatorul de tensiune liniar variabilă); (c) 1: v_{10} (intrarea preamplificatorului); 2: v_7 (etajul tampon); (d) 1: curentul de deflexie ($R_{10}^e = 1 \Omega$); 2: v_4 (amplificatorul de putere); (e) 1: v_5 (alimentarea etajului de putere); 2: v_3 (generatorul pentru întoarcerea spotului).

4.3.3. Măsurări la utilizator

O verificare rapidă (și superficială) a funcționării circuitului se poate realiza cu ajutorul montajului simplu din figura 4.22.

1) Cu terminalul 5 conectat la terminalul 2 se verifică dacă V_6 (în curent continuu) este de 6 ... 7 V.



4.22 Schema electrică a montajului pentru verificarea calitativă a funcționării.

2) La terminalul 4 se vor vizualiza pe osciloscop impulsuri cu frecvența de 50 Hz și cu un factor de umplere foarte mic.

3) Tensiunea V_3 (în curent continuu) nu trebuie să depășească o valoare de 2 V.

4) Se conectează apoi terminalul 5 la o tensiune de 30 V. Tensiunea V_3 (în curent continuu) trebuie să depășească 23 V.

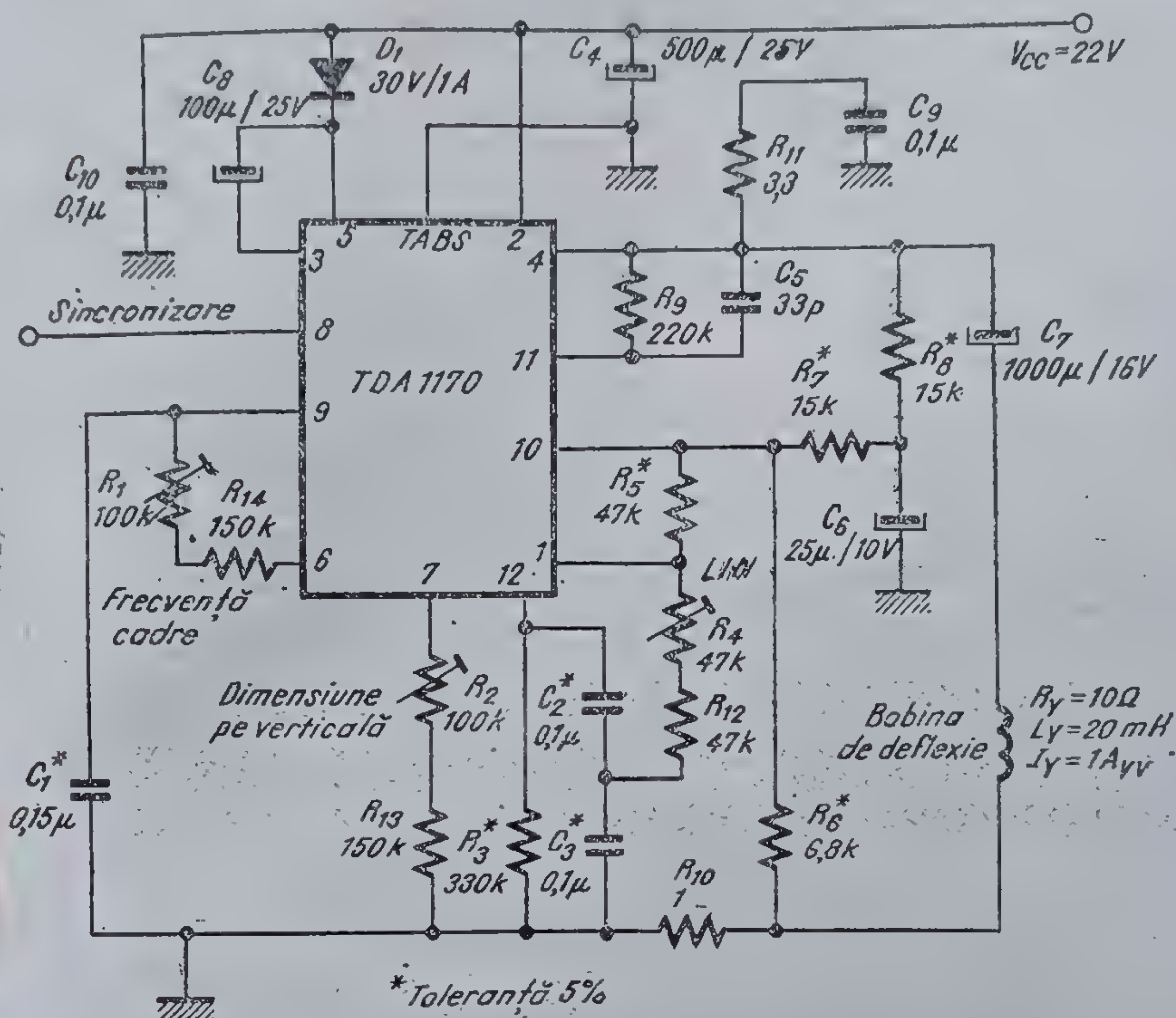
Trebuie menționat că măsurătorile descrise în acest paragraf — rapide și posibil de efectuat de către utilizator cu mijloace reduse — nu oferă garanția că circuitul satisface foaia de catalog la toți parametrii (în particular, nu este verificat de loc circuitul de sincronizare). Scopul acestor măsurători este de a pune în evidență un defect catastrofal; ele nu depistează circuitele care funcționează cu performanțe reduse.

4.4. Aplicații

Domeniul de aplicații al circuitului integrat TDA 1170 îl constituie etajele de baleiaj vertical din receptoarele TV alb-negru sau color. Calitățile sale îl recomandă pentru toate tipurile de receptoare¹⁰.

În receptorul TV alb-negru staționar se poate utiliza schema din figura 4.23. Această schemă este proiectată pentru receptoare TV cu tub cinescop de 110°, avînd diagonala de 61 cm (dar și 65, 50, 40 cm).

Etajul funcționează cu o tensiune de alimentare de $22 \text{ V} \pm 2 \text{ V}$, absorbînd un curent mediu de 140 mA, cînd curentul vîrf la vîrf atinge 1 A. Valoarea maximă a curentului vîrf la vîrf este de 1,2 A. Durata întoarcerii este



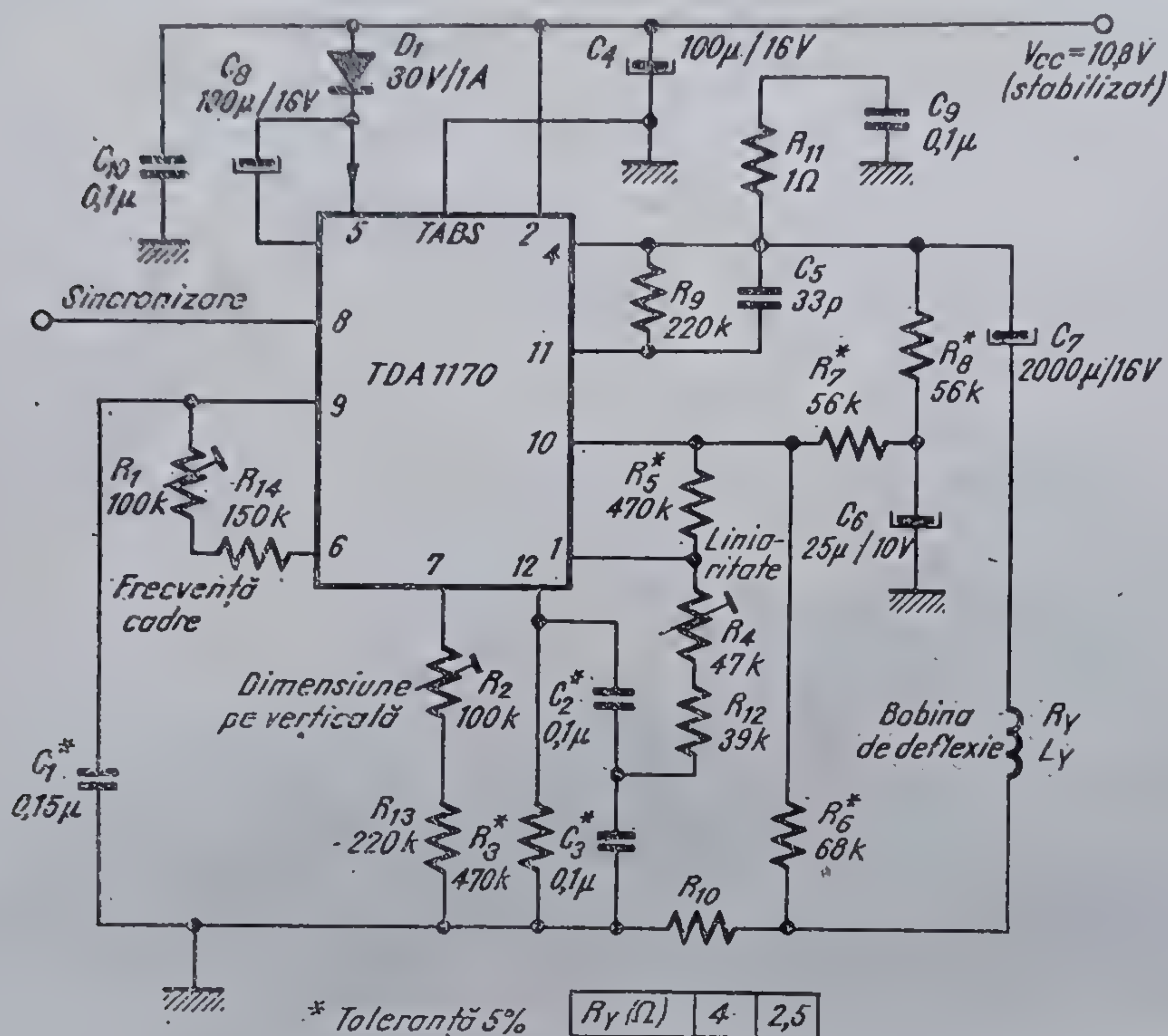
4.23 Schema electrică a etajului de baleiaj vertical pentru receptoare TV staționare (tub cinescop de 110° cu diagonala de 61 cm).

de 0,75 ms, iar puterea disipată de circuit atinge 2,2 W. În consecință, pentru a putea funcționa în siguranță pînă la $T_{amb} = 50^{\circ}\text{C}$, este necesar ca aripioarele radiatoare (tabs) să fie sudate fiecare la o arie de cupru de 1 cm^2 de pe cablajul imprimat și în plus să i se aducă în ajutor un radiator cu o rezistență termică mai bună de 40°C/W .

Pentru receptorul TV portabil cu ecran de 110° și diagonala de 31 cm (vezi figura 4.24) tensiunea de alimentare nominală este de 10,8 V. La $I_y = 1\text{ A}$ vîrf la vîrf, curentul absorbit din sursă are valoarea medie de 150 mA; curentul maxim pe care îl poate furniza este de 1,15 A vîrf la vîrf. Durata întoarcerii este de 0,7 ms iar puterea disipată este de 1,3 W. Întrucît valoarea puterii disipate este relativ scăzută, este suficientă una din măsurile adoptate în cadrul aplicației anterioare: fie sudarea aripioarelor radiator la 1 cm^2 de cupru de pe cablaj, fie utilizarea unui radiator cu $R_{td} = 40^{\circ}\text{C/W}$.

În cazul alimentării la 10,8 V, bobinele de deflexie verticală sînt conectate în paralel și prezintă o rezistență de $4\ \Omega$ și o inductanță de 7,5 mH.

Un montaj aproape identic de baleiaj vertical poate fi alimentat la tensiunea recuperată din baleiajul orizontal de cca. 24 V. În această situație, bobinele de deflexie verticală sînt conectate în serie și prezintă $R = 16\ \Omega$



4.24 Schema electrică a etajului de baleiaj vertical pentru receptoare TV portabile cu 31 cm, 110° și alimentat la 10,8 V.

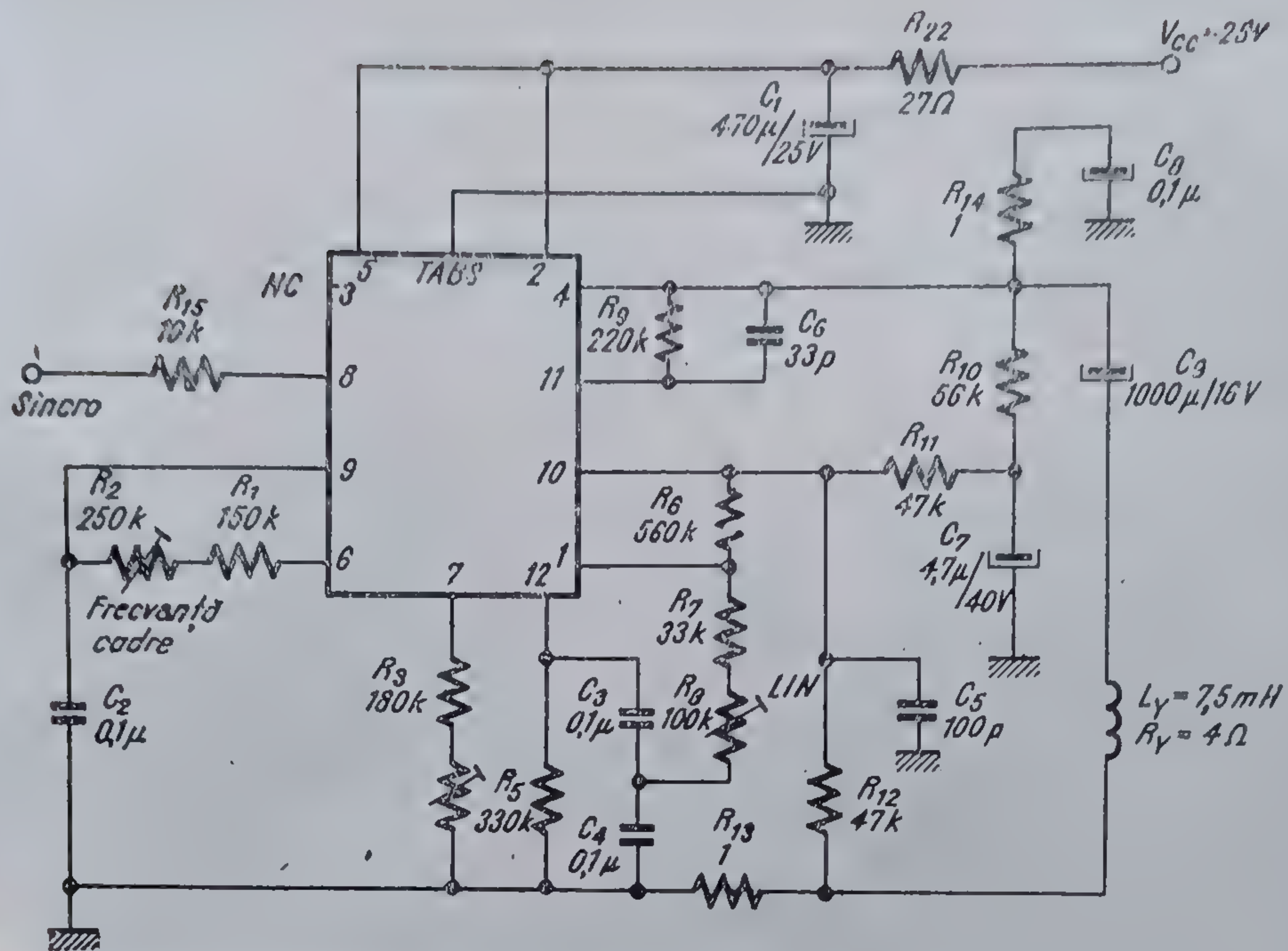
și $L = 30$ mH. Curnetul de deflexie este în acest caz de $0,55 A_{VV}$ iar consumul de cca. 80 mA. Schema electrică a acestui modul este dată în figura 4.25 și corespunde celei utilizate în TV Sport 261 (și similare) fabricate din 1978 de ELECTRONICA!

Se observă lipsa diodei între terminalele 2 și 5, precum și a condensatorului de întoarcere dintre terminalele 3 și 5, ceea ce înseamnă neutilizarea schemei interne pentru dublarea tensiunii aplicate bobinei de deflexie verticală în timpul cursei inverse de cadre. În acest fel tensiunea de întoarcere se limitează la cca. $25 V_{VV}$, adică la nivelul tensiunii de alimentare și nu pune în pericol etajul final de cadre.

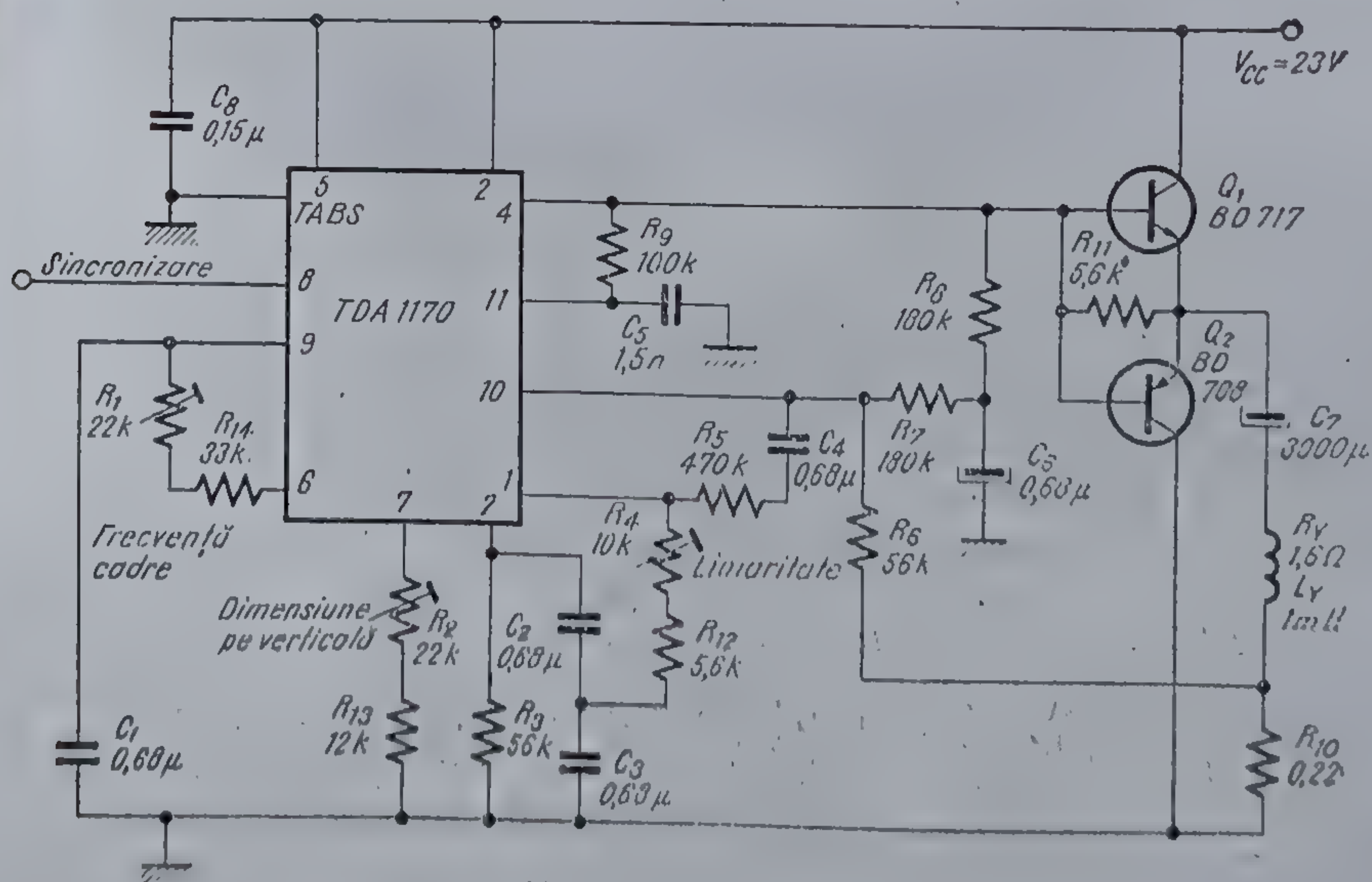
Durata cursei inverse rezultă de cca. 1 ms, adică în limitele admise prin standarde.

În figura 4.26 este prezentată o schemă a unui etaj de baleiaj dintr-un receptor TV color cu bobine toroidale.

Pentru a obține curentul mare de baleiaj cerut de acest tip de aplicație, se utilizează o pereche de tranzistoare complementare, Q_1 și Q_2 (BD 707 și



4.25 Schema baleiajului vertical pentru TV portabile cu 31 cm, 110° alimentat la 25 V.



4.26 Schema electrică pentru etajul de baleiaj vertical, din receptorul TV color cu bobine de deflexie toroidale.

BD 708); în acest fel se valorifică stabilitatea și liniaritatea deosebit de bune ale circuitului integrat. Metoda de polarizare a etajului amplificator de putere Q_1 , Q_2 este simplă și împiedică ambalarea termică; distorsiunile de racordare la trecerea curentului de pe Q_1 pe Q_2 sînt eliminate de rezistența R_{11} și de reacția puternică în curent, care se realizează prin R_{10} și include, evident și etajul de putere Q_1 , Q_2 .

Tensiunea de alimentare necesară este de 23 ± 2 V. Sursa de alimentare debitează un curent mediu de 920 mA pentru un curent de baleiaj de 7 A vîrf la vîrf.

Circuitul integrat disipă 2,3 W, ceea ce face necesară atît sudarea aripioarelor radiator la o arie de 1 cm^2 de cupru (fiecare) cît și utilizarea unui radiator cu $R_{th} \leq 40^\circ\text{C/W}$. Puterea disipată de etajul de putere Q_1 , Q_2 este de 12,3 W, iar puterea furnizată bobinei atinge 6,5 W. Durata întoarcerii nu depășește nici în acest caz 0,7 ms.

Trebuie observat că pentru toate circuitele de aplicații, componentele pot lua valori foarte diferite de cele prezentate, cu condiția să se păstreze neschimbate constantele de timp.

4.5. Alte circuite

Baleiajul vertical este — din punct de vedere cronologic — una din ultimele funcții necesare receptorului TV pentru care s-au elaborat circuite integrate specializate.

Cu toate acestea, există deja mai multe tipuri de circuite elaborate de firme diferite:

- TDA 1170 fabricat de SGS-ATES;
- TDA 1270 și TDA 1370 fabricate de SGS-ATES;
- TDA 1044 fabricat de ITT (INTERMETALL);
- TDA 1104 fabricat de SESCOSEM;
- TDA 2652 fabricat de PHILIPS;
- TDA 2600 fabricat de PHILIPS.

TDA 1270, TDA 1370

Circuitele TDA 1270 și TDA 1370 sînt destinate receptorului TV color. Pentru acest receptor sînt necesare nivele de curent și de tensiune care depășesc resursele actuale ale tehnologiei de circuite integrate, astfel că în afara circuitului integrat se utilizează un etaj final suplimentar, în clasă B, echipat cu tranzistoare discrete.

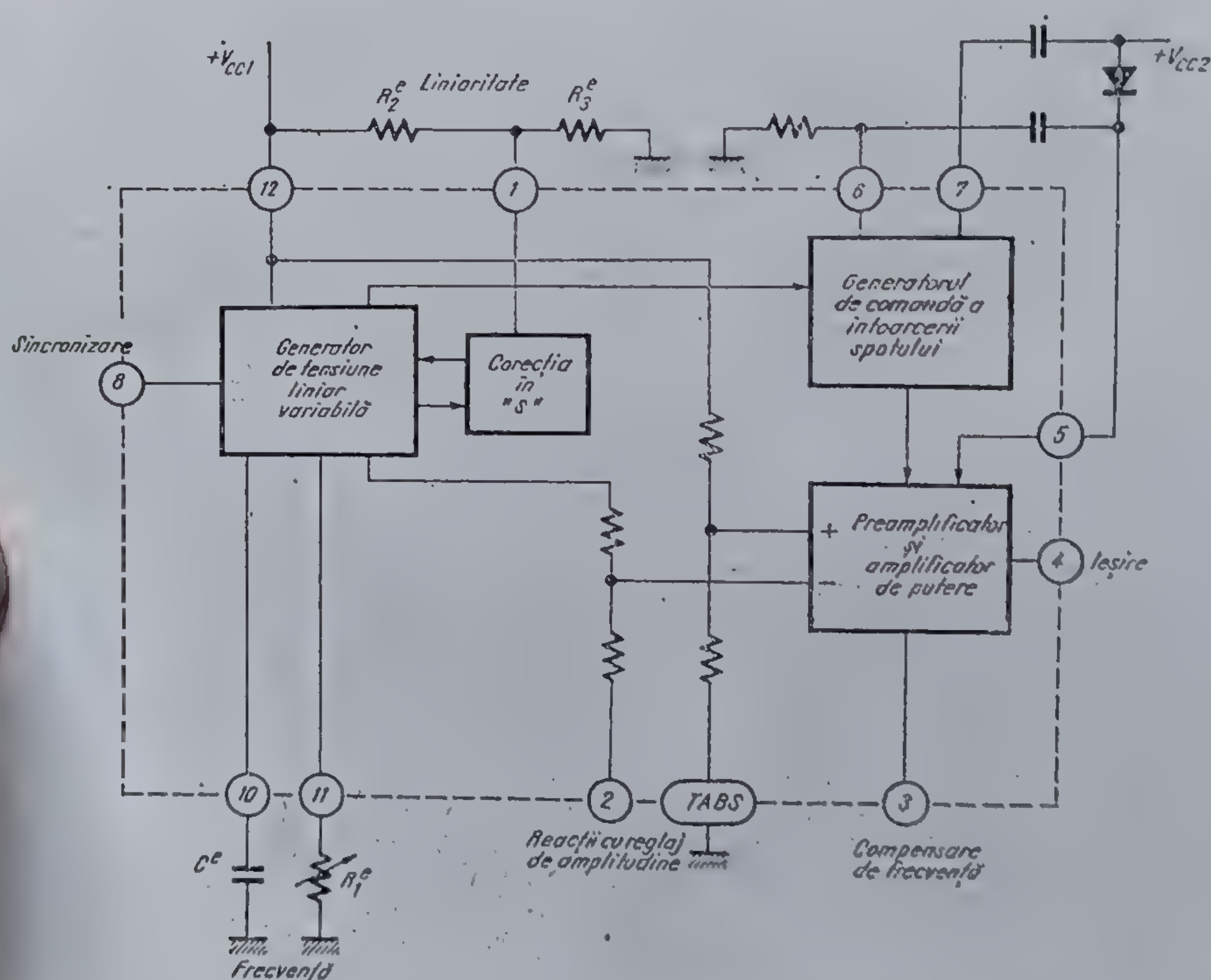
Ca urmare, generatorul de comandă pentru întoarcerea spotului ne mai fiind utilizabil este exclus din schema internă a circuitului integrat. Rezultă astfel un circuit cu o schemă mai simplă, TDA 1270⁹.

Circuitul *TDA 1370* dezvoltă schema circuitului *TDA 1270*, adăugându-i un etaj pentru generarea impulsurilor de stingerea tubului cinescop în timpul cursei inverse¹².

Ambele circuite se pot utiliza și în receptoarele alb-negru fără etajul în clasă *B* cu tranzistoare discrete. *TDA 1270* și *TDA 1370* reclamă o tensiune de alimentare mai ridicată și disipă considerabil mai multă putere.

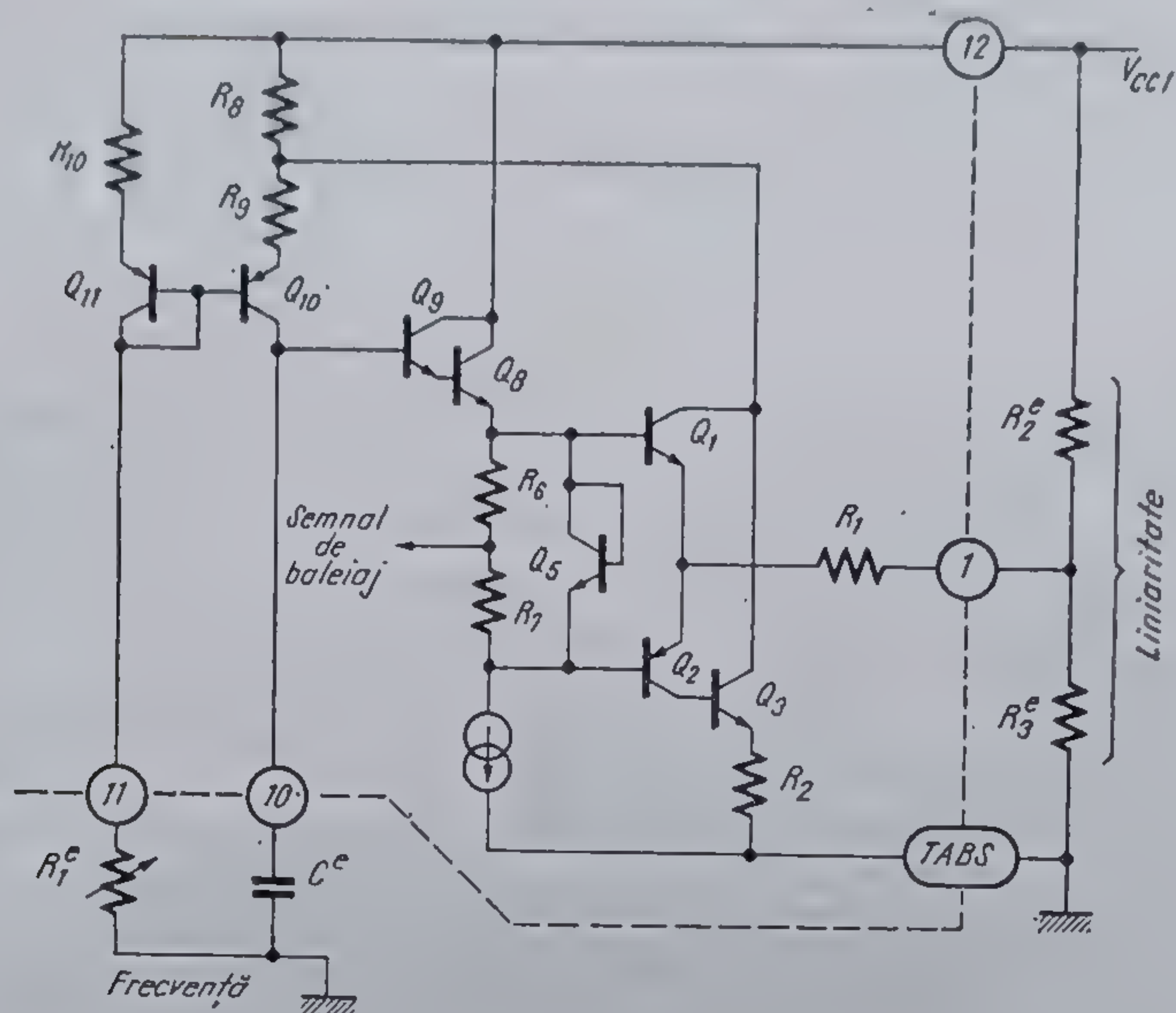
TDA 1044

Circuitul *TDA 1044* adoptă o schemă mai simplă decât circuitele precedente, admitând stabilirea frecvenței și a formei de variație a curentului de baleiaj în același etaj^{13,14}. Schema bloc este dată în figura 4.27.



4.27 Circuitul integrat *TDA 1044*. Schemă bloc.

Ca și în circuitul *TDA 1170*, oscilatorul este construit în jurul unui etaj diferențial cu ieșire asimetrică. Principiul este același: la intrarea neînversoare se aplică potențiale fixe, stabilite cu divizoare rezistive pornind de la sursa de alimentare, care stabilesc pragul superior și pragul inferior între care se încarcă și se descarcă un condensator extern. Impulsurile de sincronizare (pozitive sau negative) determină reducerea pragului superior.



4.28 Etajul pentru corecția în S din circuitul integrat TDA 1044.
Schema simplificată.

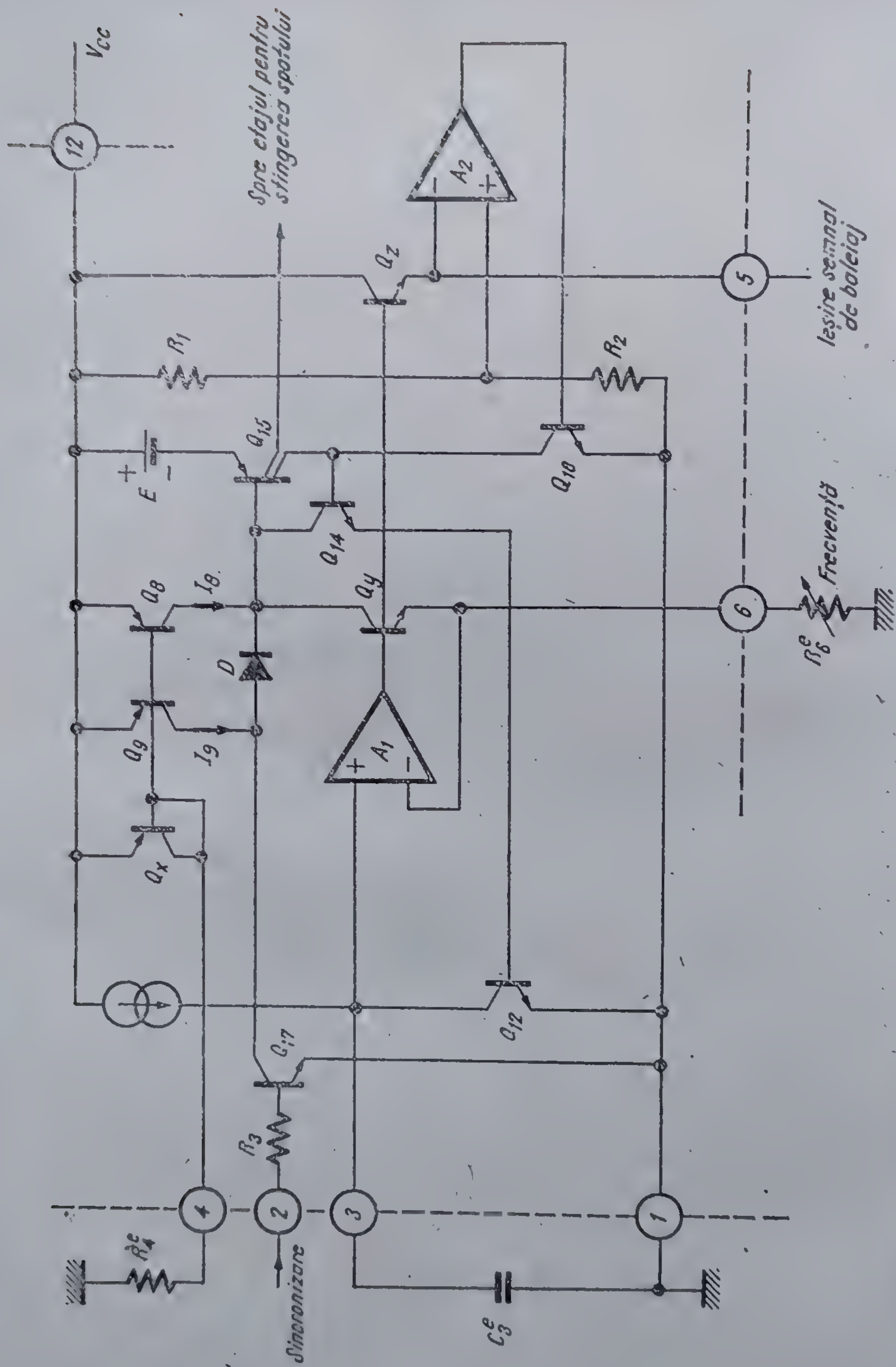
Corecția care constituie reglajul de liniaritate este bazată pe o idee originală, care reduce numărul componentelor externe, eliminând îndeosebi condensatoarele de precizie. Schema simplificată a circuitului este prezentată în figura 4.28.

La începutul încărcării capacității C^e tensiunea la ieșirea repetorului Q_9, Q_8 este coborâtă și tranzistoarele Q_2 și Q_3 sînt deschise. Ele determină o cădere de tensiune pe rezistența R_8 care reduce curentul de încărcare a capacității C^e , ceea ce are ca efect reducerea pantei tensiunii. Spre sfîrșitul încărcării, cînd tensiunea dezvoltată pe capacitate se apropie de pragul superior, se deschide tranzistorul Q_1 care acționează în același mod cu tranzistoarele Q_2 și Q_3 . Momentele în care are loc reducerea pantei semnalului de baleiaj sînt stabilite de valoarea tensiunii aplicate pe emitoarele tranzistoarelor Q_1 și Q_2 care depinde de divizorul R_2^e, R_3^e .

Amplificatorul se compune dintr-un etaj diferențial, un etaj pilot și un etaj de ieșire în clasă B. Reacția globală în curent alternativ, ca și pentru circuitul TDA 1170, determină comportarea sa ca amplificator de transconductanță. Reglarea factorului de reacție reprezintă reglajul de amplificare.

Etajul în clasă B utilizează o schemă de prepolarizare care permite extinderea excursiei de tensiune pînă la V_{CEsat} față de masă.

Schema simplificată este prezentată în figura 4.29. Ideea, întîlnită și în amplificatoarele de putere audio, constă în a desprinde emitorul tranzistorului Q_{52} de colectorul tranzistorului Q_{55} și a-l polariza printr-un circuit independent; ca urmare, tranzistorul Q_{55} se poate satura, mărind excursia de tensiune la ieșire și reducînd puterea disipată.



4.30 Oscilatorul din circuitul integrat TDA 1104. Schemă de principiu. Sursa de tensiune E reprezintă un etaj de deplasare a nivelului de curent continuu.

mic decât curentul pe care l-ar putea furniza tranzistoarele Q_8 și Q_9 (determinat de rezistența R_4 și rapoartele de arii ale tranzistoarelor pnp), Q_8 și Q_9 sînt saturate. Valoarea maximă la care se încarcă condensatorul C_3^e se atinge în momentul în care curentul prin R_6^e depășește suma curenților I_9 și I_8 ; tranzistorul Q_8 iese din saturație și curentul absorbit de colectorul tranzistorului Q_9 determină deschiderea „tiristorului” format de Q_{14} și Q_{15} . Ca urmare, se deschide tranzistorul Q_{12} care descarcă condensator C_3^e .

Atingerea valorii maxime a tensiunii pe condensatorul C_3^e este deci sesizată prin compararea curentului de încărcare a capacității cu curentul sumat $I_9 + I_8$.

Momentul în care se atinge valoarea minimă a tensiunii pe condensatorul C_3^e este semnalat de comparatorul A_2 ; valoarea minimă este stabilită intern prin divizorul R_1, R_2 . Comparatorul A_2 comandă deschiderea tranzistorului Q_{18} care blochează tiristorul. Ca urmare, se blochează și tranzistorul Q_{12} , condensatorul C_3^e începe să se încarce și ciclul se repetă.

Sincronizarea are loc prin deturnarea curentului I_9 de către tranzistorul Q_{17} . În acest fel se realizează o reducere a pragului superior la care se amorsează descărcarea condensatorului. Frecvența de oscilație în prezența impulsurilor de sincronizare este mai mică decât frecvența de oscilație liberă. Circuitul acceptă numai impulsuri de sincronizare pozitive.

În acest etaj se face și o precorectare a formei de undă în forma literei C. În acest scop, capacitatea C_3^e se împarte în două și se aduce o reacție printr-un circuit de integrare de la ieșirea oscilatorului; rețeaua este prezentată în figura 4.31, în care se indică și modul în care se face reglajul de amplitudine.

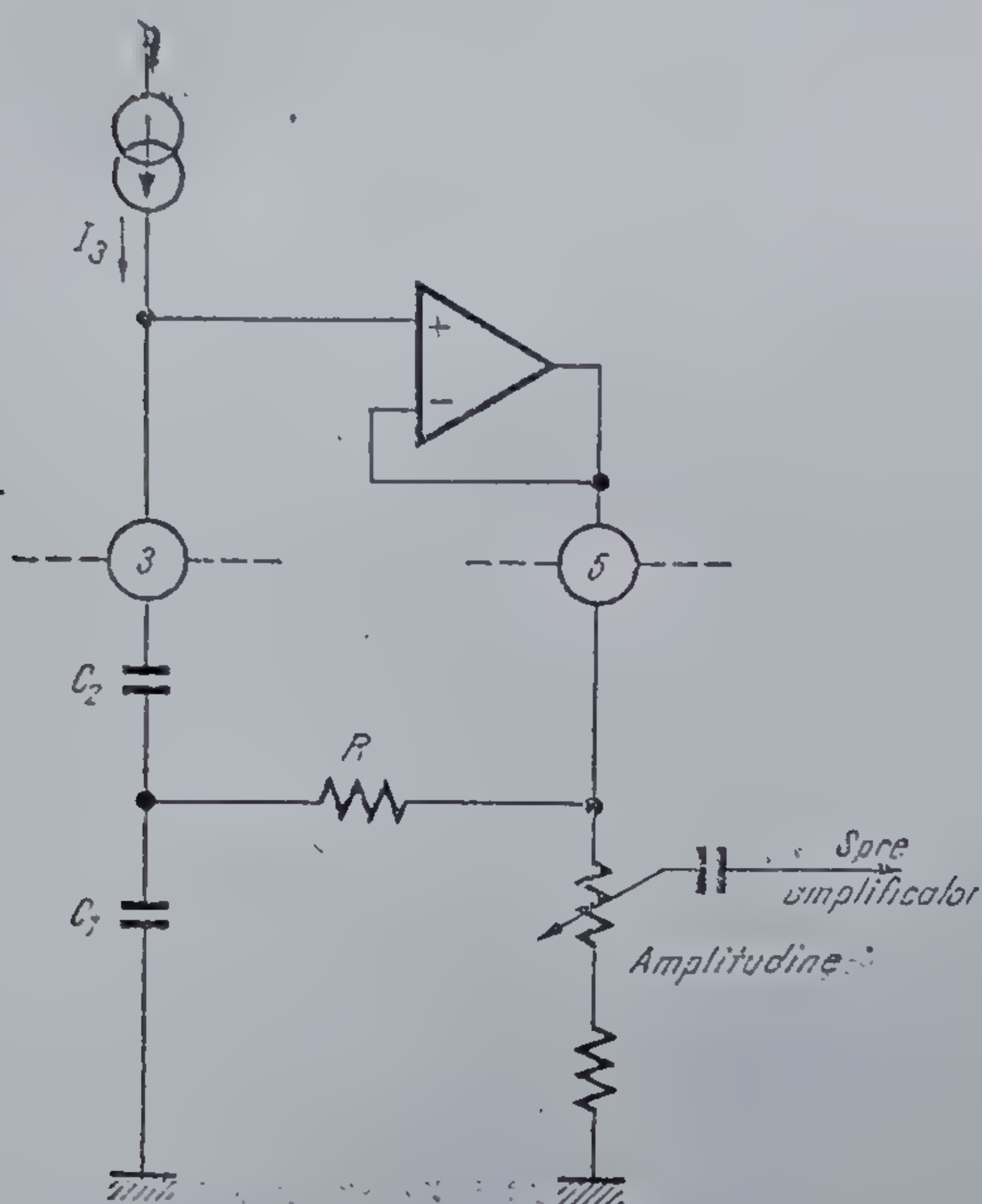
Amplificatorul are o schemă bloc identică cu cea a circuitului TDA 1044, utilizînd și un circuit de prepolarizare cu performanțe similare. El include în plus o protecție completă a etajului de ieșire în clasă B, atît pentru a menține tranzistoarele în aria de funcționare sigură (SOAR)*, cît și pentru a împiedica creșterea excesivă a temperaturii (protecție termică).

Forma finală, în S, a semnalului de baleiaj este determinată de rețeaua de reacție a amplificatorului final, în care este prevăzut și reglajul de liniaritate.

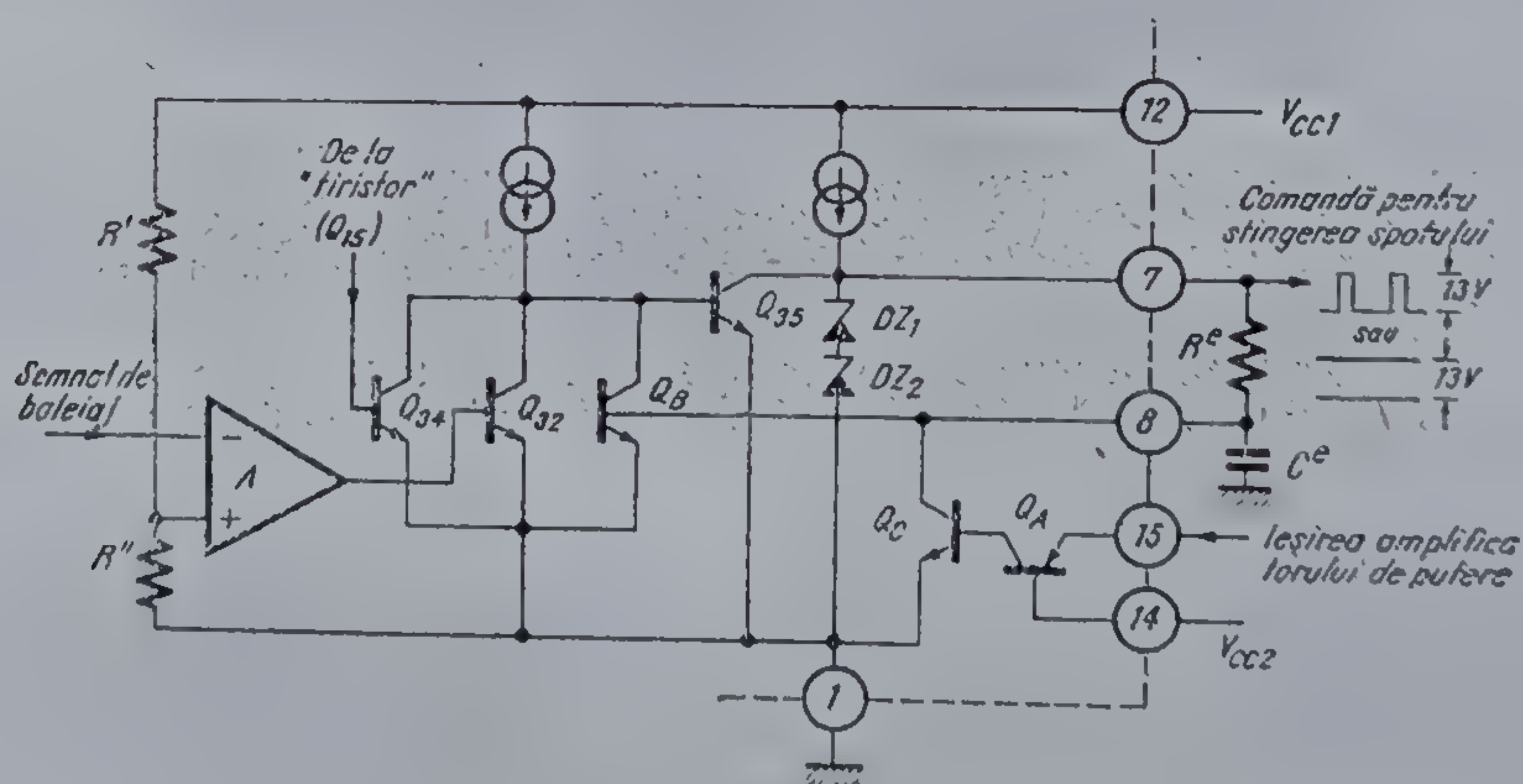
O trăsătură interesantă a circuitului o constituie prezența etajului pentru blocarea tubului cinescop. Tubul cinescop trebuie blocat în două situații: în prezența tensiunii de baleiaj în timpul cursei inverse, pentru a evita apariția unor dungi oblice luminoase pe ecran și în cazul absenței tensiunii de baleiaj, pentru a evita apariția unei linii orizontale luminoase pe mijlocul ecranului care ar putea deteriora luminoforul.

Stingerea spotului (vezi figura 4.32) este comandată de apariția unor impulsuri pozitive de tensiune sau a unui nivel constant de tensiune de circa 13 V ($2 V_Z$) la terminalul 7 datorită blocării tranzistorului Q_4 . Blocarea tran-

* Abrevierea vine de la primele litere ale cuvintelor care formează denumirea în limba engleză: Safe Operating Area.



4.31 Rețeaua externă pentru corecția în C a circuitului integrat TDA 1104.



4.32 Blocul pentru stingerea spotului din circuitul integrat TDA 1104.

zistorului Q_{35} se realizează prin saturarea oricăruia din tranzistoarele Q_{34} , Q_{32} , Q_B conectate astfel încât să formeze un circuit „SAU”.

În prezența tensiunii de baleiaj, în timpul cursei inverse (a întoarcerii spotului) blocarea sa este asigurată pe două căi: în faza inițială „tiristorul” din oscilator (Q_{14} și Q_{15} în figura 4.30) determină saturarea tranzistorului Q_{34} ;

tranzistorul Q_{33} este menținut blocat un timp scurt și după blocarea „tiristorului” de către tranzistorul Q_{32} , pînă în momentul în care tensiunea de baleiaj de la ieșirea oscilatorului depășește pragul fixat intern prin divizorul R_1, R_2 , provocînd bascularea comparatorului A .

Atît timp cît există tensiune de baleiaj, tranzistorul Q_{13} este saturat în timpul cursei directe și blocat în timpul cursei inverse. Într-adevăr, în timpul cursei directe a spotului, condensatorul C^e se încarcă prin rezistența R^e iar Q_{13} este saturat. Întoarcerea spotului determină apariția unei supratensiuni la ieșirea amplificatorului de putere datorită autoinducției în bobina de baleiaj, supratensiune care depășește valoarea V_{CC2} ; tranzistorul Q_4 se deschide antrenînd saturarea tranzistorului Q_C care descarcă condensatorul C^e și blochează tranzistorul Q_B .

În prezenta tensiunii de baleiaj pe terminalul 7 apar impulsuri pozitive de tensiune de aproximativ 13 V.

În absența tensiunii de baleiaj tranzistorul Q_B rămîne saturat tot timpul provocînd blocarea tranzistorului Q_{35} și stingerea spotului. Pe terminalul 7 rezultă un nivel pozitiv continuu de aproximativ 13 V.

Circuitul *TDA 1104* este montat într-o capsulă încă nestandardizată, cu performanțe termice excelente. Datorită sudării cipului direct pe un radiator masiv de arie mare, se poate permite o disipare de putere importantă fără ca temperatura joncțiunii să crească excesiv.

Includerea protecțiilor în etajul de putere și adoptarea unei capsule performante permit utilizarea circuitului *TDA 1104* în toate tipurile de receptoare *TV* color fără etaj de putere cu tranzistoare discrete.

TDA 2652

Circuitul *TDA 2652* este foarte apropiat de circuitul *TDA 1300*, adăugîndu-i un etaj pentru stingerea spotului în absența semnalului de baleiaj și încorporînd protecții (atît *SOAR* cît și termică) în amplificatorul de putere¹⁵. Similitudinea avansată a schemelor bloc și a componentelor externe necesare funcționării face inutilă prezentarea detaliată a acestora.

Se menționează faptul că sincronizarea acceptă numai impulsuri pozitive.

Capsula circuitului are radiator încorporat, prezentînd o rezistență termică joncțiune-capsulă redusă ($R_{th,j-c} 3,5^\circ\text{C/W}$) și are 16 terminale. În exterior, ea apare identică cu capsula *TO 117*. (vezi anexa).

TDA 2600

După cum a rezultat — atît din descrierea circuitului *TDA 1170*, cît și din prezentarea altor circuite — problema cea mai dificilă din punctul de vedere al realizării unui circuit integrat pentru baleiajul vertical este cea a puterii disipate de cip, în esență egală cu puterea disipată de etajul final care are ca sarcină bobina de deflexie.

În ce constă de fapt dificultatea? Deoarece nivelul puterii disipate pentru circuitele cu etajul de ieșire în clasă *B* se plasează pentru *TV* color în domeniul 8 ... 10 W iar pentru *TV* alb-negru în domeniul a 2 ... 4 W, rezultă că rezis-

tența termică cip-ambient trebuie să aibă valori foarte scăzute. Multă vreme efortul constructorilor de circuite integrate a fost îndreptat în special în direcția realizării de capsule cât mai performante cu rezistență termică tot mai scăzută. Unele din aceste capsule s-au impus ca standard industrial — de exemplu, capsula cu aripioare (tabs).

Data fiind pervizibila limitare a performanțelor de rezistență termică pentru capsulele circuitelor de putere, a devenit clar că trebuie căutată o altă linie de concentrare a eforturilor de proiectare și realizare. Această linie nouă — ilustrată de circuitul *TDA 2600* — atacă frontal problema puterii disipate: reducerea acesteia (pentru o aceeași valoare a puterii în sarcină), este urmărită prin utilizarea de configurații noi de circuit pentru amplificatorul de putere. La circuitul *TDA 2600* amplificatorul de putere funcționează în clasă *D*¹⁶.

La funcționarea în clasă *D* tranzistoarele din etajul final sînt fie blocate, fie saturate, disipînd astfel o putere foarte mică. Timpul în care tranzistoarele stau saturate se impune proporțional cu valoarea tensiunii de intrare.

La ieșirea amplificatorului rezultă un tren de impulsuri modulate în durată, a căror valoare medie — extrasă prin intermediul unui filtru trece-jos — reprezintă tocmai semnalul de la intrare amplificat.

Schema bloc a unui amplificator în clasă *D* și diagramele de semnal care ilustrează funcționarea sînt date în figura 4.33¹⁷.

Schema bloc a circuitului integrat de baleiaj vertical *TDA 2600* este prezentată în figura 4.34.

Generatorul de tensiune liniar-variabilă încorporează și reglajele de frecvență și liniaritate precum și circuitul de sincronizare. Forma în *S* a semnalului este stabilită de o rețea externă de componente pasive identică cu cea utilizată în cazul circuitului *TDA 1170*.

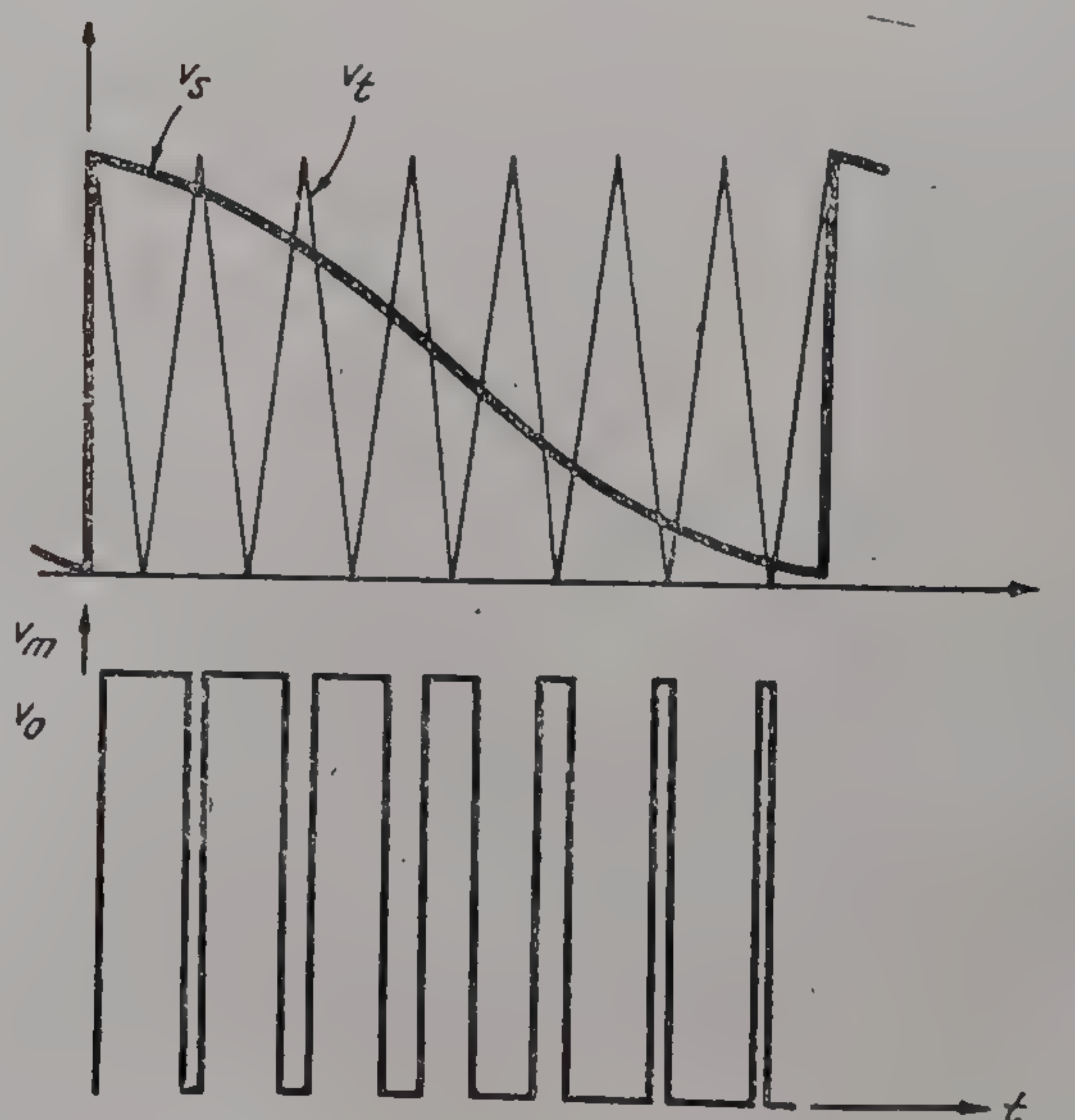
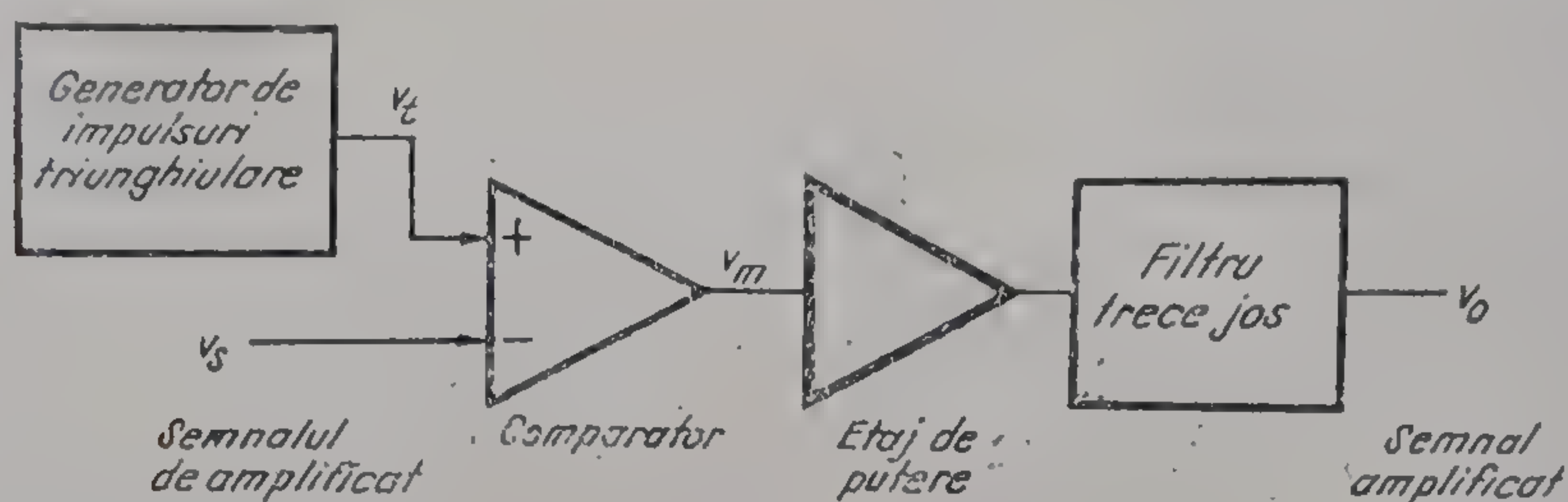
Semnalul este furnizat printr-o ieșire de impedanță mică. El este transmis printr-un divizor rezistiv, care realizează reglajul de amplitudine, la intrarea preamplificatorului de curent, unde se sumează cu semnalul alternativ proporțional cu curentul de baleiaj furnizat din rețeaua externă de reacție.

Generatorul de impulsuri triunghiulare este un oscilator a cărui funcționare se bazează pe încărcarea și descărcarea cu un curent de valoare constantă a unui condensator extern; frecvența de oscilație este de 85 kHz.

Modulatorul este un comparator la intrările căruia se prezintă semnalul de baleiaj provenit de la amplificatorul de curent și impulsurile triunghiulare furnizate de generator. La ieșirea modulatorului apar impulsurile dreptunghiulare modulate în durată.

Semnalul obținut la ieșirea modulatorului este furnizat amplificatorului de putere. Înainte de a fi aplicate sistemului de baleiaj, impulsurile sînt trecute printr-un filtru trece-jos care reconstituie forma de variație a curentului prin bobina de deflexie.

Datorită funcționării în clasă *D*, puterea disipată de etajul de putere este foarte redusă. În consecință, circuitul poate fi utilizat la nivele de curent și tensiune inaccesibile circuitelor a căror etaj final funcționează în clasă *B*.

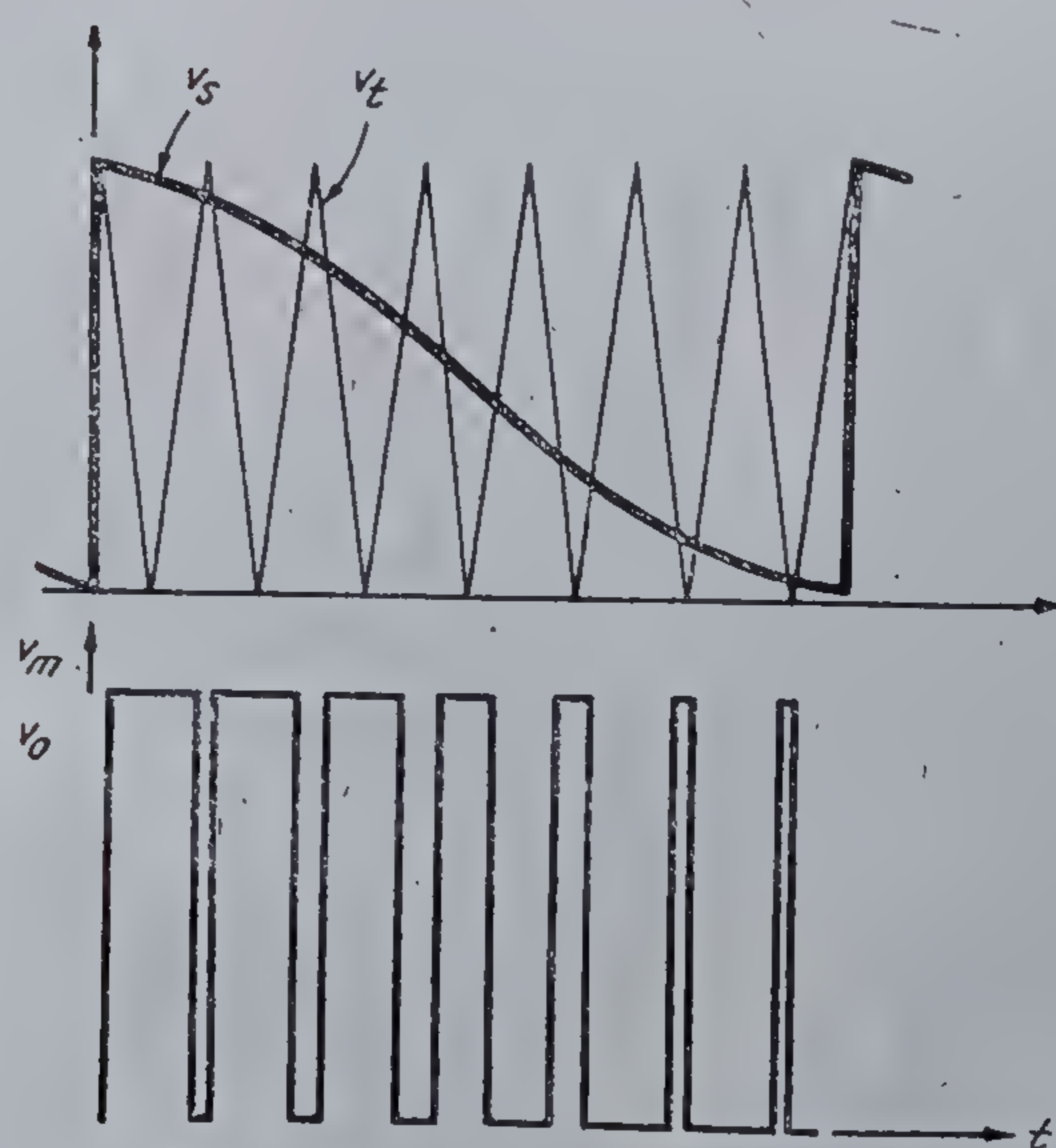
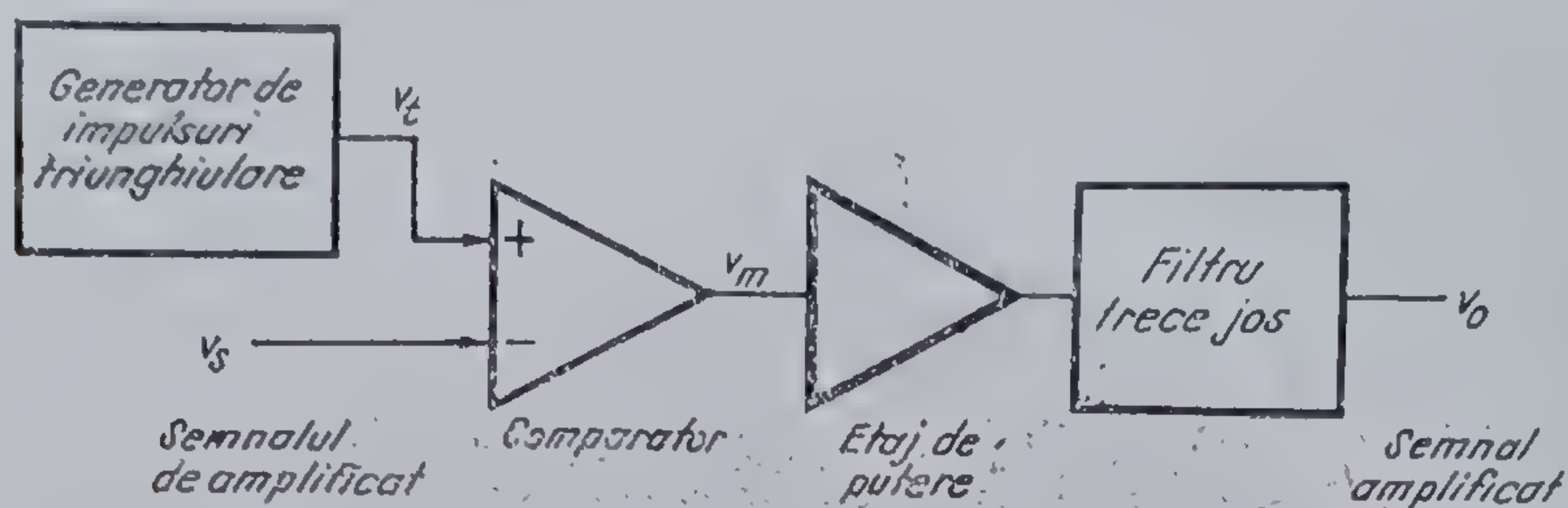


4.33 Schema bloc a unui amplificator în clasă D.

Circuitul integrat *TDA 2600* este montat, ca și *TDA 2652*, într-o capsulă cu 16 terminale cu radiator încorporat care are performanțe termice excelente și se prezintă sub forma standard a capsulei *TO 117*.

În aplicații, circuitul integrat *TDA 2600* cere componente externe mai pretențioase decât celelalte circuite de baleiaj, între care condensatoare de valori mari, un filtru *LC* cu prize intermediare pe bobină și filtre pentru eliminarea radiațiilor sau armonicilor de foarte înaltă frecvență care ar putea interacționa cu semnalul *TV*. În esență, acesta este prețul care se plătește pentru soluția — mai convenabilă din punct de vedere al puterii disipate — a utilizării amplificatorului în clasă *D*.

În tabelul 4.2 sînt prezentate comparativ circuitele de baleiaj descrise în acest capitol.

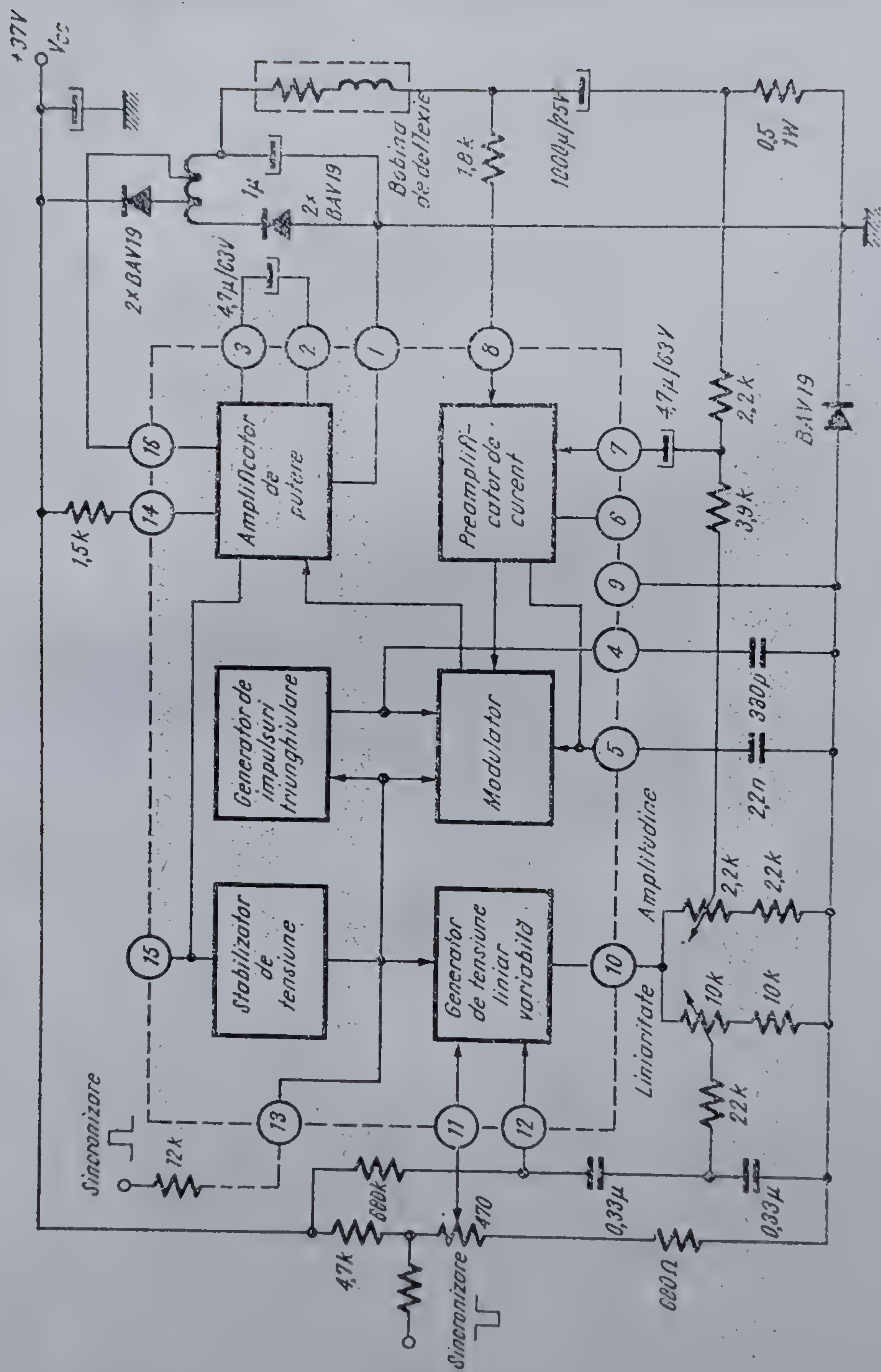


4.33 Schema bloc a unui amplificator în clasă D.

Circuitul integrat *TDA 2600* este montat, ca și *TDA 2652*, într-o capsulă cu 16 terminale cu radiator încorporat care are performanțe termice excelente și se prezintă sub forma standard a capsulei *TO 117*.

În aplicații, circuitul integrat *TDA 2600* cere componente externe mai pretențioase decât celelalte circuite de baleiaj, între care condensatoare de valori mari, un filtru *LC* cu prize intermediare pe bobină și filtre pentru eliminarea radiațiilor sau armonicilor de foarte înaltă frecvență care ar putea interacționa cu semnalul *TV*. În esență, acesta este prețul care se plătește pentru soluția — mai convenabilă din punct de vedere al puterii disipate — a utilizării amplificatorului în clasă *D*.

În tabelul 4.2 sînt prezentate comparativ circuitele de baleiaj descrise în acest capitol.



4.34 Schema bloc a circuitului integrat TDA 2600.

Tabelul 4.2

Comparație între circuitele de baleiaj vertical

	TDA 1170	TDA 1270	TDA 1370	TDA 1044	TDA 1104	TDA 2652	TDA 2600
Reglaje de amplitudine și frecvență independente	*	*	*		*	*	*
Dublarea tensiunii pentru întoarcerea spotului	*			*			
Impuls pentru stingerea spotului	*		*	*	*	*	
Stingerea spotului în absența semnalului de baleiaj					*	*	
Amplificatorul de putere protejat					*	*	
Clasa de funcționare	B	B	B	B	B	B	D
Curentul maxim vîrf la vîrf, nerepetitiv (A)	3	3	3	2	3,5	2	7

BIBLIOGRAFIE

1. Romano, A., Venutti, L. A monolithic integrated circuit for vertical deflection in television receivers, IEEE Trans. Consumer Electron., CE-21, Nr. 1, (1975, pp.85—94
2. Timotin, A., Hortopan, V., Ifrim, A., Preda, M. Lecții de bazele electro-tehnicii, Editura didactică și pedagogică, București, 1970.
3. Sotirescu, N., Silișteanu, M., Șerban, C., Mityko, G., Sulea, C. Receptoare de televiziune, Editura tehnică, București, 1976.
4. Vătășescu, A., Ciobanu, M., Cărcu, T., Rates, I., Gheorghiu, V. Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare, Editura tehnică, București, 1975.
5. Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H. Circuite integrate liniare, Editura tehnică, București, 1976.
6. Cartianu, G. Analiza și sinteza circuitelor electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1972.
7. Murari, B. Power integrated circuits: problems, tradeoffs and solutions, IEEE J. of Solid-State Circuits, SC-13, No. 3, 1978, pp. 307—319.
8. Sartre, J. de, Moreau, J.M. TDA 1104 sp. Circuit intégré pour la deviation verticale TV. Tubes couleur 110°, SESCOSEM, oct. 1978.
9. * * * Buletin tehnic, I.I.S. ELECTRONICA, Nr. 4, 1978.
10. * * * SGS-ATES, Linear integrated circuits, 1978.
11. * * * Notă de aplicații N. 129, SGS-ATES, 1974.
12. * * * TDA 1370. Vertical deflection, SGS-ATES, Preliminary information, oct. 1977.
13. Freyberger, L. C. TDA 1044 — a new integrated frame scan circuit for TV receivers, Funk-Technik, No. 9, 1976, pp. 260—268.
14. * * * IDA 1044, IDA 1044 E Frame scan circuits for IV receivers, III-INTER-METALL, Development Sample Data, 1977.
15. * * * TDA 2652. Integrated vertical deflection for 30 AX, PHILIPS Technical Note 078, April 1978.
16. Attwood, B. E., Terry, A. J. Vertical deflection circuit TDA 2600, MBLE-PHILIPS Application Report, 1974.
17. * * * PHILIPS, Semiconductors and Integrated Circuits, Part 5b (Consumer IC's), Data handbook, march 1977.

5

Amplificator-limitator și demodulator pentru calea de sunet

TAA.661

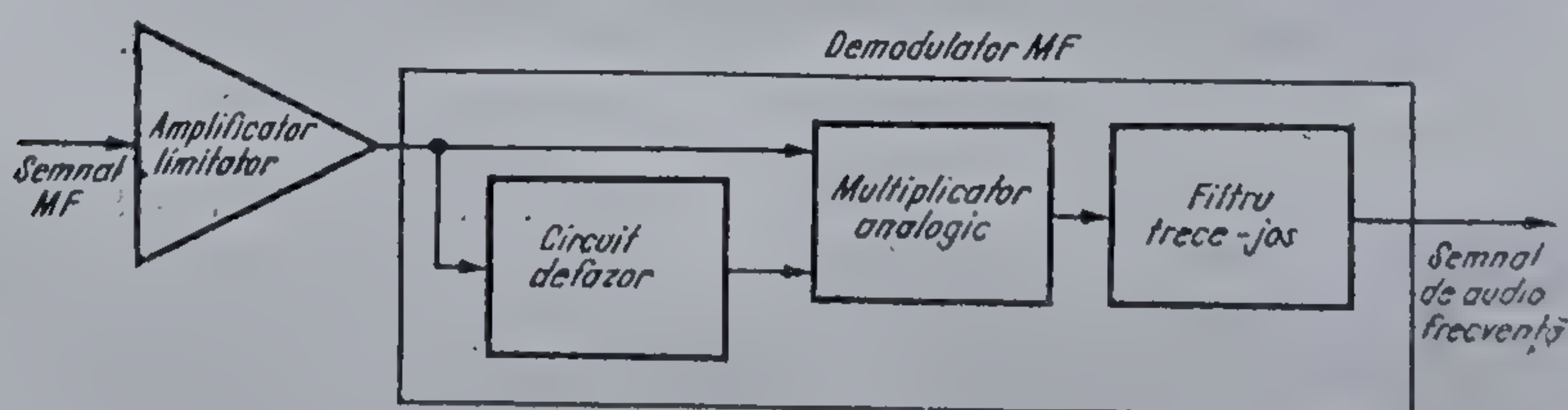
5.1. Prezentarea circuitului

5.1.1. Caracteristici generale

Din gama circuitelor integrate monolitice utilizate pentru realizarea căii de sunet a televizoarelor alb-negru și color *IPRS-BĂNEASA* fabrică tipurile *TAA 661* și *TBA 120U* (amplificatoare-limitatoare și demodulatoare *MF*). Circuitul *TBA 120U* realizează aceeași funcție cu circuitul *TAA 661*, dar la un nivel superior de performanțe.

În acest capitol se va descrie amănunțit circuitul *TAA 661*. Această descriere servește și ca bază de pornire în tratarea altor circuite (*TBA 120S*, *TBA 120U*, *TBA 120T*) care realizează funcția de amplificator-limitator și demodulator *MF* (vezi §5.5).

Schema bloc funcțională este aceeași pentru toate aceste circuite (vezi figura 5.1). Schema bloc pune în evidență trăsătura particulară a acestor circuite: modul în care se realizează demodularea *MF*.



5.1 Schema bloc funcțională a unui circuit integrat amplificator-limitator și demodulator *MF*.

Ideea pe care se bazează realizarea demodulatorului *MF* constă în utilizarea unui multiplicator analogic pe ale cărui intrări se aplică pe de o parte semnalul *MF* amplificat și limitat și pe de altă parte semnalul care rezultă prin trecerea semnalului *MF* printr-un circuit defazor- circuit care introduce un defazaj monoton dependent de frecvența instantanee a semnalului *MF*.

În acest fel, la intrările multiplicatorului se aplică practic două semnale MF care au aceeași frecvență instantanee, între care există însă un defazaj dependent de deviația de frecvență.

Multiplicatorul analogic lucrează în acest caz ca un detector sensibil la fază (semnalul MF limitat este „referința”). Semnalul de la ieșirea multiplicatorului va conține și o componentă de joasă frecvență, direct proporțională cu defazajul și deci monoton dependentă de semnalul modulator de audiofrecvență. Recuperarea acestei componente se face cu un filtru trece jos, obținându-se la ieșirea filtrului semnalul demodulat.

Deși schema pare complexă, realizarea sa este simplă, deoarece în general ca circuit defazor se utilizează un circuit rezonant serie acordat pe frecvența purtătoare, iar multiplicatorul analogic nu pune probleme deosebite în realizarea monolitică.

Dacă se face o comparație cu demodulatorul MF tradițional care utilizează un circuit cuplat cu două frecvențe de acord și patru înfășurări, avantajele utilizării soluției descrise anterior în care se utilizează o singură bobină fără prize, cu o singură frecvență de acord sînt clare: *prețul de cost mult mai scăzut și manopera de reglaj mult mai redusă.*

Din punct de vedere constructiv circuitul integrat TAA 661 este realizat pe pastilă de siliciu cu o suprafață de $1,4 \text{ mm}^2$ și conține un număr de 25 de tranzistoare, 6 diode și 24 rezistențe. Capsula utilizată este de tipul TO 116 „Split DIP” (vezi anexa).

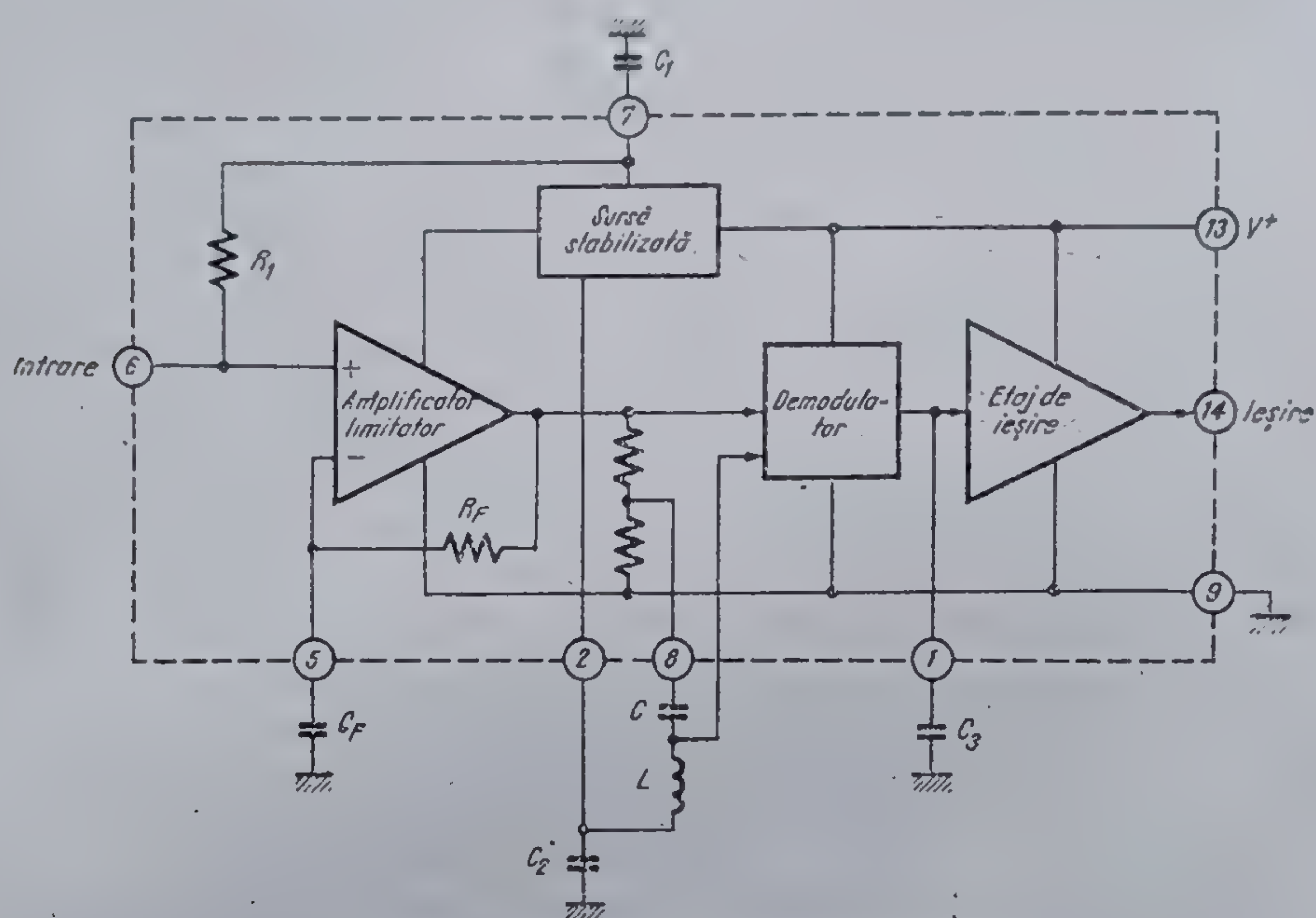
Spre deosebire de tipul uzual de capsulă, cele 14 terminale sînt pliate alternativ, creînd în acest mod o disimetrië care nu permite implantarea incorectă a circuitului în cablaj. De asemenea distanța dintre axele terminalelor adiacente se mărește cu $\sqrt{2}$, permițînd realizarea mai ușoară a cablajelor imprimate „simplă față” utilizate, practic, în exclusivitate, în aparatura de larg consum.

5.1.2. Schema bloc

Schema bloc a circuitului este prezentată în figura 5.2.

În componența acesteia intră patru blocuri principale:

- (1) Sursa stabilizată;
- (2) Amplificatorul limitator cu reacție totală în domeniul frecvențelor joase, alcătuit din patru etaje cu structură diferențială;
- (3) Demodulatorul constituit dintr-un multiplicator analogic folosit ca detector sensibil la fază;
- (4) Etajul de ieșire.



5.2. Schema bloc a circuitului TAA 661.

Sursa stabilizată furnizează tensiunile de alimentare necesare pentru o funcționare corectă a circuitului într-o anumită gamă de valori a tensiunii de alimentare V^+ . Capacitățile C_1 și C_2 asigură o impedanță scăzută la înaltă frecvență a surselor echivalente corespunzătoare terminalelor 7 și 2.

Amplificatorul limitator furnizează detectorului sensibil la fază un semnal cu forma și amplitudinea necesară funcționării corecte, pornind de la un nivel scăzut al semnalului de la intrare. Capacitatea C_F conectată la terminalul 5 asigură o reacție totală în domeniul frecvențelor joase.

Demodulatorul extrage informația prezentă în semnalul modulat în frecvență, efectuând produsul analogic între semnalul de la ieșirea amplificatorului limitator și același semnal prelucrat de circuitul acordat LC cu rol de defazor.

Capacitatea C_3 scurtcircuitează la masă componentele de foarte înaltă frecvență ale semnalului de la ieșirea demodulatorului și asigură dezaccentuarea semnalului de audiofrecvență, necesară la recepția semnalelor modulate în frecvență.

Etajul de ieșire furnizează semnalul util sub o impedanță internă relativ scăzută, permițând o conectare directă, fără probleme deosebite, cu circuitele următoare de prelucrare a semnalului.

5.2. Schema electrică

Schema electrică a circuitului integrat TAA 661 fabricat de IPRS-BĂNEASA este prezentată în figura 5.3.

Este bine de precizat încă de la început că scopul analizei care urmează este acela de a familiariza cititorul cu funcționarea circuitului, cu limitările care decurg din schema electrică și nu de a-l supune unui exercițiu de calcul riguros care ar estompa aspectul practic ingineresc.

La prima vedere, utilizatorul poate considera că acest lucru este oarecum inutil, fiindu-i suficientă numai o caracterizare din punct de vedere al comportării exterioare a dispozitivului. Acest punct de vedere este incorect căci numai înțelegerea funcționării la nivel de schemă electrică permite realizarea unei proiectări conștiente, fără erori. Totodată, în acest mod, gama de aplicații poate fi lărgită pe baza unor concepții proprii asupra structurii rețelelor electrice exterioare conectate la bornele circuitului. Astfel, de exemplu, devine posibilă utilizarea parțială (eventual totală) a dispozitivului și în alte scopuri, în afara celui declarat inițial ca bloc component într-un receptor MF.

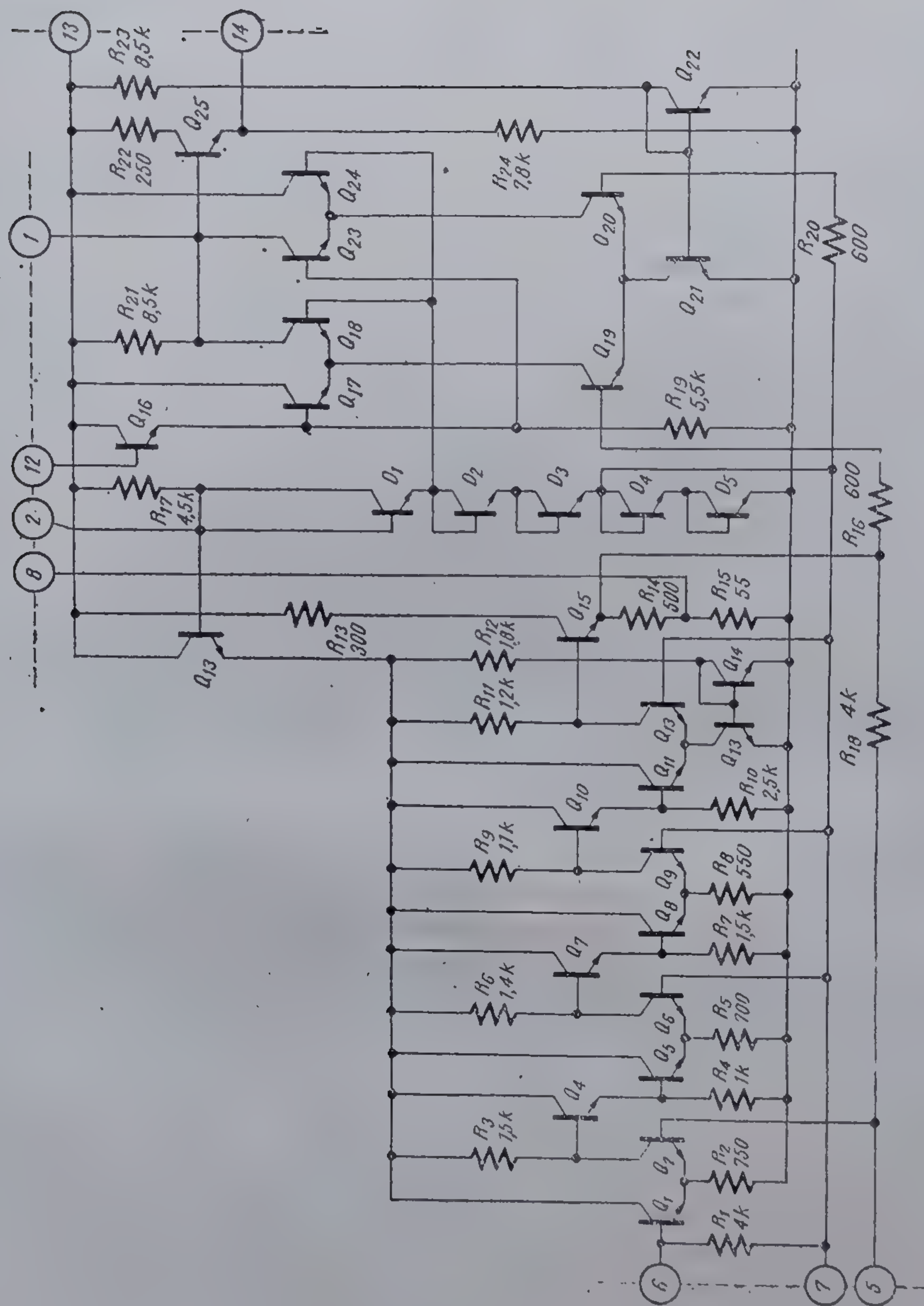
În continuare, avînd în vedere condiții normale de alimentare pentru circuit, se va presupune că tensiunea bază-emitor a tranzistoarelor deschise este de 0,7 V, neglijîndu-se în același timp curenții de bază ai acestora. Rezultatele obținute în acest mod sînt foarte apropiate de cele reale și permit o înțelegere rapidă a problemelor ce se pun în utilizarea eficientă a circuitului.

5.2.1. Regimul de curent continuu

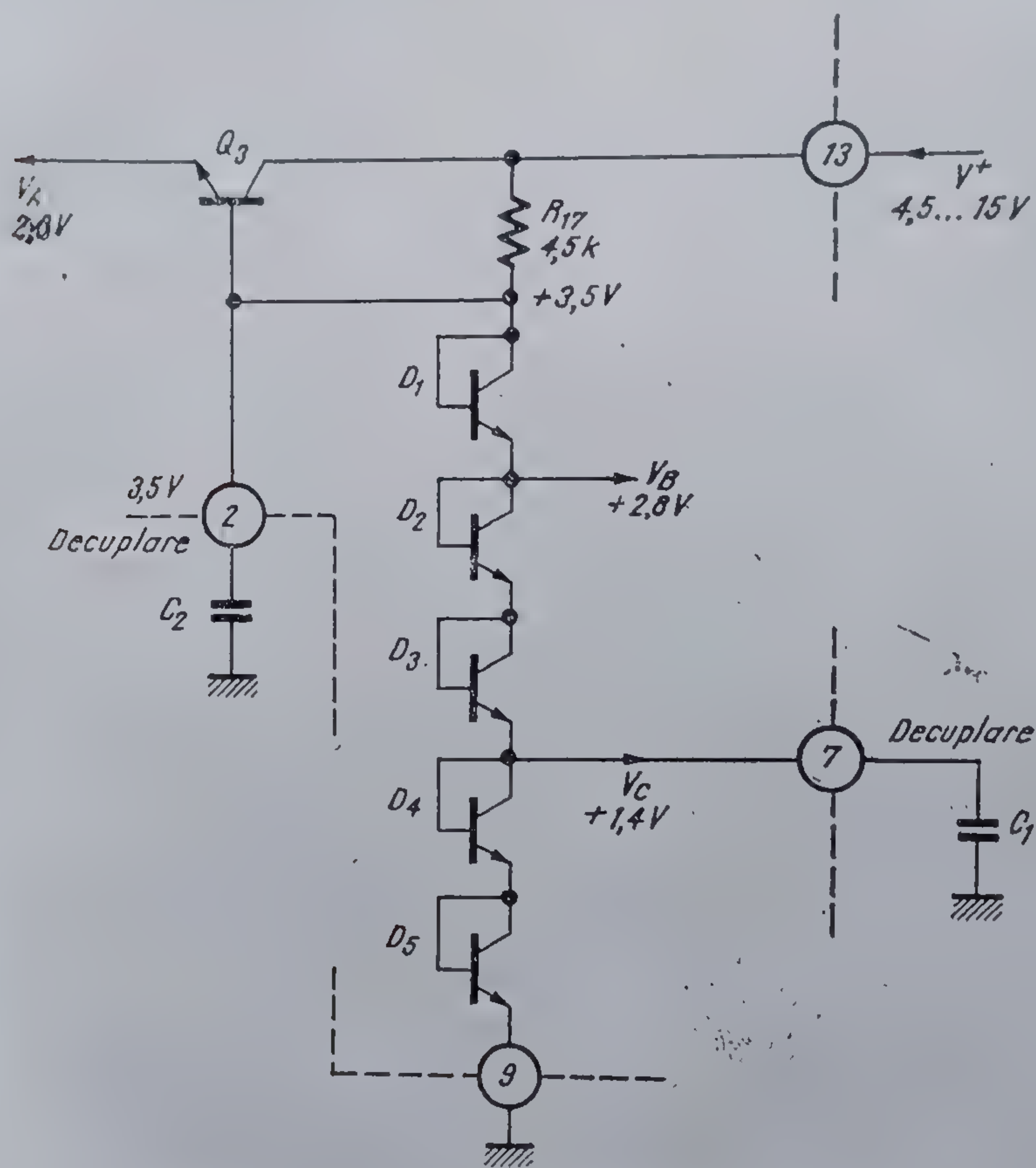
a. Alimentarea stabilizată

Pentru a face posibilă utilizarea circuitului într-un domeniu larg de tensiuni de alimentare (de la 6 V la 15 V) și pentru a asigura stabilitatea funcționării, în circuitul integrat TAA 661 a fost inclus un *stabilizator de tensiune de tip serie*. Schema electrică a stabilizatorului de tensiune este prezentată în figura 5.4.

Referința de tensiune este constituită prin înserierea a cinci tranzistoare legate ca diode (D_1, D_2, D_3, D_4, D_5). Din două puncte intermediare ale grupului de referință sînt luate tensiunile stabilizate V_B și V_C . Tensiunea de alimentare a etajului amplificator limitator, V_A , este furnizată prin intermediul repetorului Q_3 . Rezistența R_{17} polarizează grupul de referință $D_1 \dots D_5$. Capacitatea C_2 asigură o decuplare la înaltă frecvență a bazei tranzistorului Q_3 și a circuitului serie LC exterior cu rol de defazare. Pentru frecvențe de lucru de peste 1 MHz, condensatorul C_3 are valori cuprinse în domeniul 10 nF ... 100 nF.



5.3 Schema electrică a circuitului TA.4 661.



5.4. Schema electrică a alimentării stabilizate.

La prima vedere, acest tip de stabilizator nu este prea eficient căci este caracterizat printr-o rezistență dinamică ridicată, deci de o stabilizare proastă atât la variațiile sursei de alimentare, cât și ale sarcinii. Rezistența de ieșire relativ ridicată nu deranjează prea mult, căci curenții absorbiți din referință sînt mici, în comparație cu curentul de polarizare, fiind curenți de bază. Variația cu tensiunea de alimentare este în parte compensată prin faptul că majoritatea etajelor componente ale circuitului au la bază o structură diferențială.

În continuare, se vor determina tensiunile furnizate de grupul de alimentare (V_A , V_B , V_C) și rezistența dinamică în următoarele ipoteze simplificatoare:

- tensiunile bază-emitor pentru tranzistoarele din circuit sînt constante și egale între ele

$$V_{BE} \approx 0,7 \text{ V};$$

● rezistența dinamică a unei diode este dată de

$$r_d = \frac{kT}{qI},$$

unde I este curentul continuu care parcurge dioda; la 300°K și dacă I se exprimă în mA relația anterioară capătă forma aproximativă

$$r_d \approx \frac{1}{40 I} \cdot (\Omega)$$

Rezultă

$$\begin{aligned} V_C &= 2V_{BE} = 1,4 \text{ V}; \\ V_B &= V_C + 2V_{BE} = 2,8 \text{ V}; \\ V_2 &= V_B + V_{BE} = 3,5 \text{ V}; \\ V_A &= V_2 - V_{BE} = 2,8 \text{ V}. \end{aligned} \quad (5.1)$$

Valorile extreme ale curenților prin referință, corespunzătoare celor două valori limită (6 V, 15 V) pentru tensiunea de alimentare sînt:

● curențul minim

$$I_{\min} = \frac{V_{\min}^+ - 5V_{BE}}{R_{17}} = \frac{6 - 3,5}{4,5} = 0,55 \text{ mA}; \quad (5.2)$$

● curențul maxim

$$I_{\max} = \frac{V_{\max}^+ - 5V_{BE}}{R_{17}} = \frac{15 - 3,5}{4,5} = 2,55 \text{ mA}. \quad (5.3)$$

Corespunzător, pentru rezistențele dinamice ale diodelor $D_1 \dots D_5$, se obține:

$$\begin{aligned} r_{d\min} &\approx \frac{1}{40 I_{\max}} = \frac{1}{40 \cdot 2,55} = 10 \Omega, \\ r_{d\max} &\approx \frac{1}{40 I_{\min}} = \frac{1}{40 \cdot 0,55} = 45 \Omega. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Pé baza relațiilor 5.4 se pot determina rezistențele dinamice ale surselor echivalente cuprinse în alimentator, ținînd cont de numărul de diode proprii fiecăreia.

Trebuie observat, din relația 5.4, că din punctul de vedere al rezistenței interne a stabilizatorului este bine să se lucreze în partea superioară a gamei de tensiuni admisibile.

b. Amplificatorul limitator

Funcțiile acestui bloc sînt următoarele:

- înlătură efectul modulației parazite de amplitudine prin limitarea semnalului;

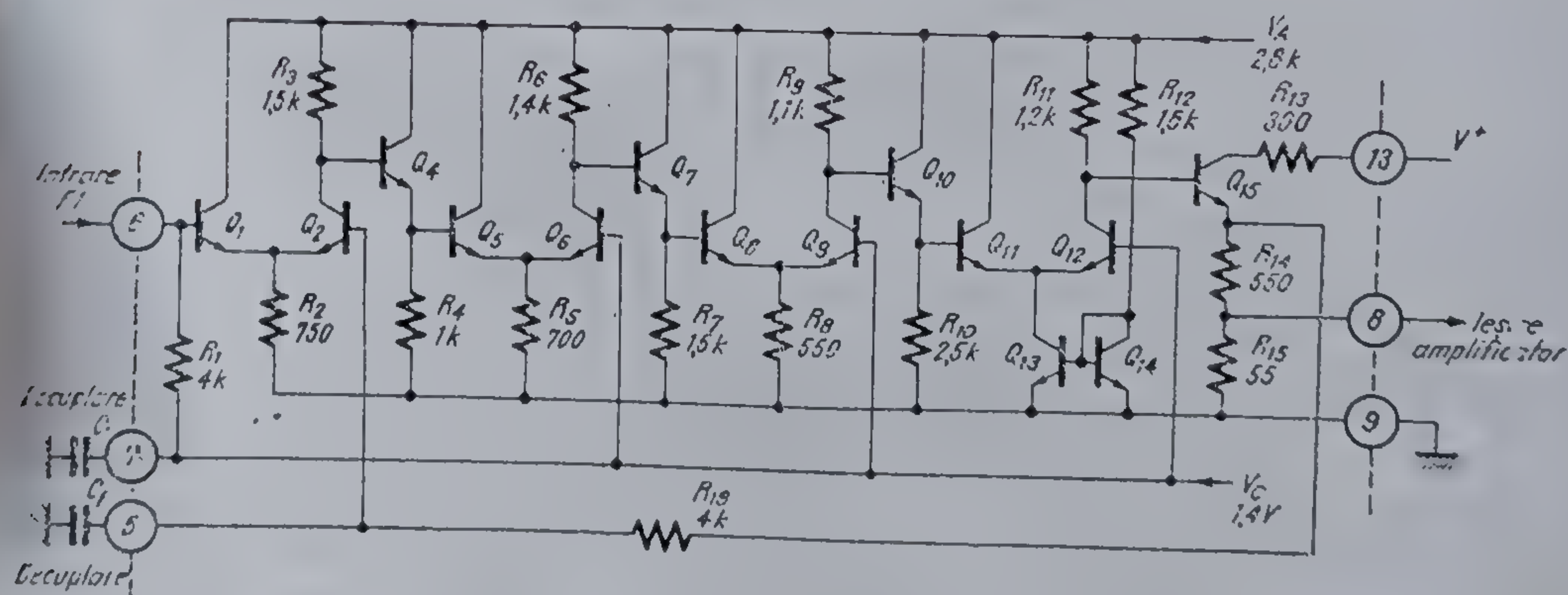
- furnizează detectorului un semnal de nivel corespunzător pentru valori ale semnalului de la intrare, cuprinse între $50 \mu V_{ef}$ și $400 mV_{ef}$;
- rejectează componentele parazite de joasă frecvență prin intermediul unei reacții totale creată în acest domeniu de frecvență (pentru semnalele de joasă frecvență amplificatorul lucrează ca repetor — vezi figura 5.2).

Amplificatorul (vezi figura 5.5) este constituit dintr-un lanț de patru etaje de amplificare cu structură diferențială care — în funcție de amplitudinea semnalului de la intrare — lucrează fie ca amplificator de bandă largă, fie ca amplificator limitator, deci în comutație.

Trebuie observat că eliminarea modulației parazite de amplitudine implică pe lângă realizarea prin limitare a unei *valori constante a amplitudinii* și obținerea unui *factor de umplere constant*. Situațiile posibile care pot apare în funcționare sînt ilustrate în figura 5.6.

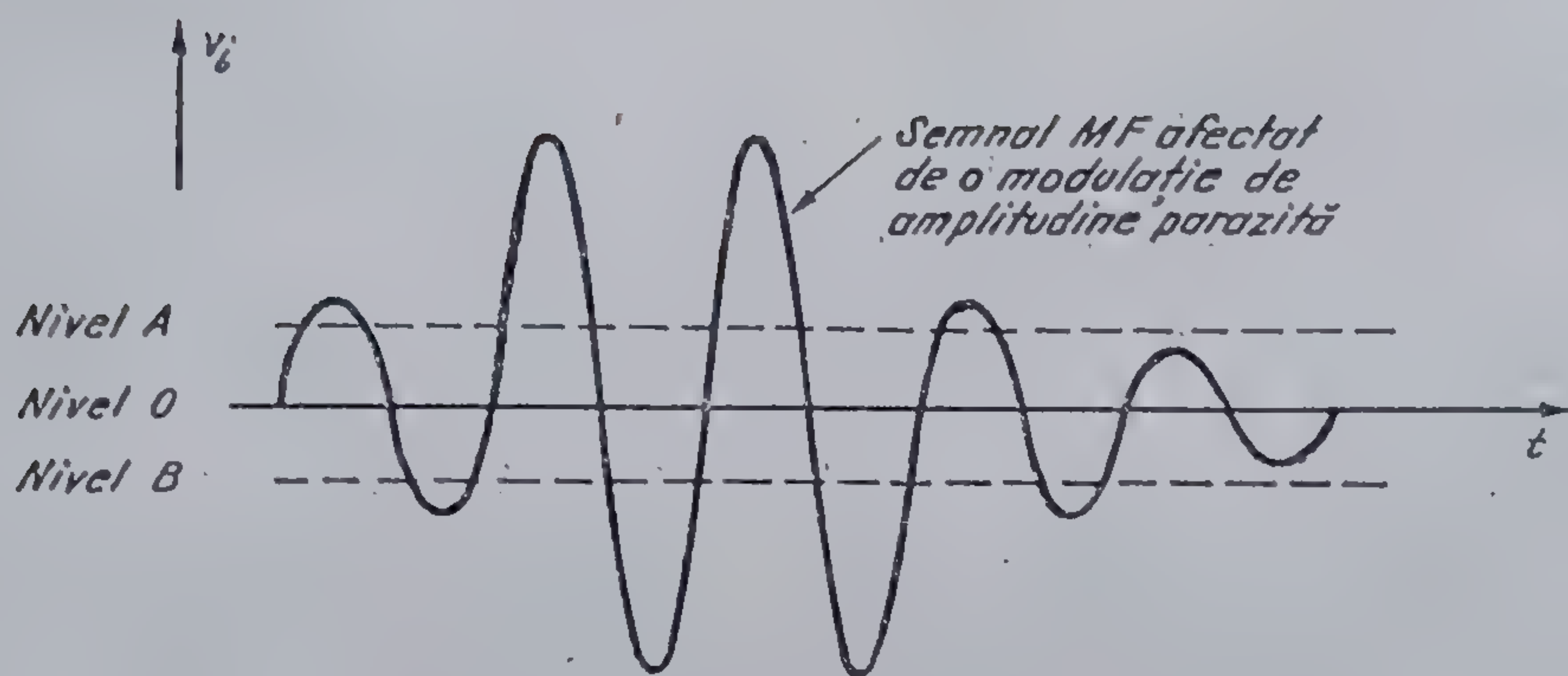
În figura 5.6.a se prezintă forma semnalului de intrare afectat de o modulație parazită de amplitudine. La scara desenului și pentru numărul redus de alternanțe considerat, modulația de frecvență nu poate fi pusă în evidență, astfel că durata unei semialternanțe apare practic constantă.

Forma ideală a semnalului la ieșirea din amplificator apare în figura 5.6.b; se constată eliminarea totală a modulației parazite de amplitudine. Acest caz corespunde transmiterii de către amplificator a semnalului cuprins într-o „fereastră de amplitudine” foarte mică centrată pe valoarea medie (nivelul 0 în figura 5.6.a).

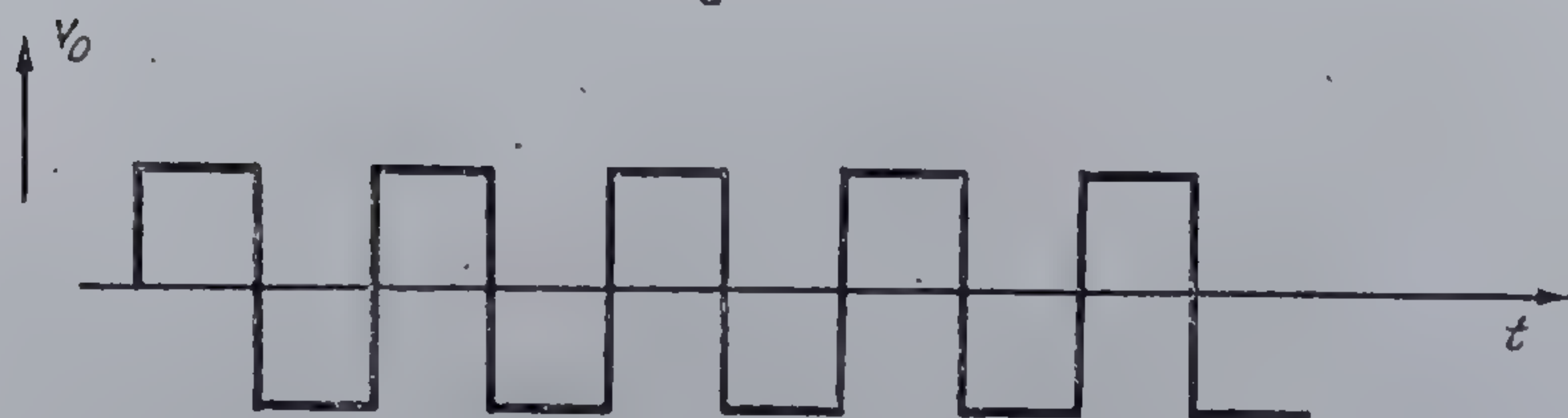


5.5 Schema electrică a amplificatorului limitator.

Figura 5.6.c prezintă inconvenientul introdus de o limitare prost centrată, determinată, de exemplu, de un dezechilibru de polarizare în curent continuu. Modulația parazită de amplitudine se transformă într-o modulație în durată. În acest caz amplificatorul transmite semnalul cuprins într-o fereastră foarte mică centrată pe un nivel diferit de nivelul mediu (de exemplu, pe nivelul A din figura 5.6.a).



a



b



c



d

5.6 (a) Tensiunea de intrare în etajul amplificator. (b) Tensiunea de ieșire dorită. (c) Tensiunea de ieșire pentru o limitare prost centrată. (d) Tensiune de ieșire pentru o limitare printr-un amplificator cu câștigul prea înalt.

Dacă amplificatorul are un câștig prea mic în raport cu amplitudinea semnalului de intrare rezultă situația descrisă de figura 5.6.d.

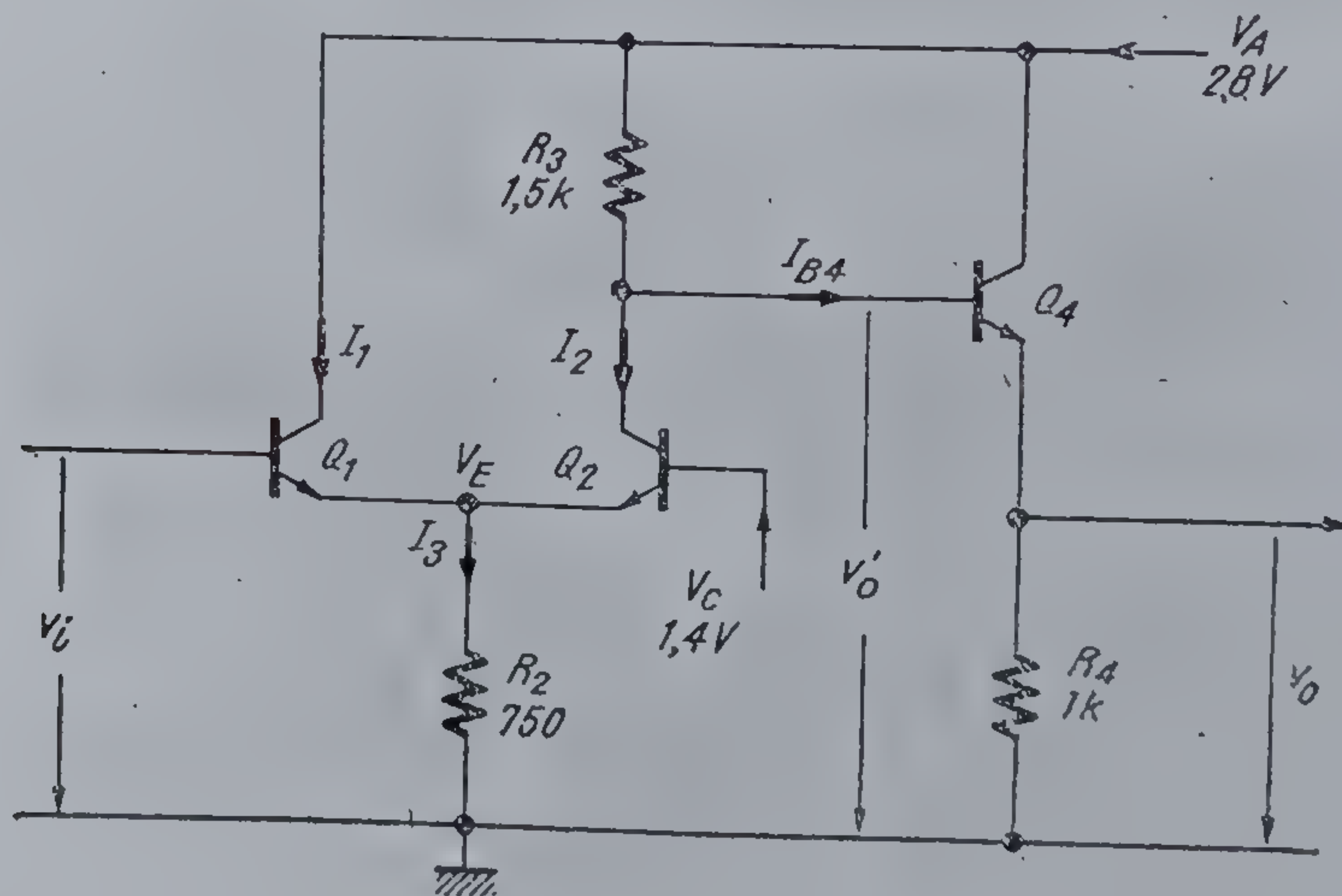
Aici modulația parazită de amplitudine este prezentă sub forma modulației pantei fronturilor undei de ieșire. Nivelele de limitare sînt reprezentate prin A , respectiv B (vezi figura 5.6.a).

După cum se va vedea la descrierea funcționării detectorului sensibil la fază, ultimele două situații sînt nedorite, căci concură la distorsionarea semnalului util prezent în forma de undă de la intrare, numai prin modulația de frecvență.

În continuare, se va face o scurtă analiză numai a primului etaj din lanț (vezi figura 5.7), deoarece celelalte etaje avînd scheme similare, se caracterizează printr-o comportare analogă din punct de vedere electric.

Se poate observa faptul că nu este vorba de un amplificator diferențial (ca funcție), ci numai de o structură diferențială, căci atît tensiunea de intrare v_i , cît și tensiunea intermediară de ieșire v'_o este aplicată, respectiv obținută, asimetric (față de masă).

Pentru nivele ridicate ale semnalului de la intrare, o parte din etaje (vezi figura 5.5), sau eventual chiar toate, vor lucra în comutație. În acest mod de lucru, dacă tranzistoarele sînt operate blocat-saturat o mare parte



5.7 Schema electrică a primului etaj al amplificatorului.

a timpului de întârziere revine timpului de evacuare a sarcinii stocate în bază. La acest circuit însă, modul particular de polarizare al etajelor nu permite intrarea tranzistoarelor în saturație, ceea ce se echivalează cu performanțe de viteză de comutare foarte bune. Faptul că tranzistoarele nu se saturează va fi justificat prin calculele de polarizare care urmează.

Pentru etajul din figura 5.7, dacă potențialul de curent continuu al bazei tranzistorului Q_1 este identic cu cel al bazei tranzistorului Q_2 (situație

reală datorită valorii mari a câștigului și a reacției totale în curent continuu pe ansamblul amplificatorului) curenții I_1 și I_2 sînt egali:

$$I_1 = I_2 = \frac{I_3}{2} = \frac{V_C - V_{BE}}{2R_2} = \frac{1,4 - 0,7}{2 \cdot 0,75} = 0,466 \text{ mA.} \quad (5.10)$$

Tot pentru situația de echilbru rezultă valoarea componentei de curent continuu a tensiunii din colectorul tranzistorului Q_2 :

$$V'_o = V_A - R_3 I_2 = 2,8 - 1,5 \cdot 0,466 = 2,1 \text{ V.} \quad (5.11)$$

Valoarea maximă pentru tensiunea v'_o se obține atunci cînd tranzistorul Q_2 este blocat, prin rezistența R_3 circulînd numai curentul de bază al tranzistorului Q_4 , care, împreună cu restul curenților de bază, se va neglija în acest calcul:

$$V'_{o \max} = V_A = 2,8 \text{ V.} \quad (5.12)$$

Valoarea minimă pentru v'_o se obține atunci cînd tranzistorul Q_1 este blocat, deci $I_2 = I_3$:

$$V'_{o \min} = V_A - R_3 I_3 = 2,8 - 0,75 \cdot 2 \cdot 0,466 = 1,4 \text{ V.} \quad (5.13)$$

Din relațiile 5.12 și 5.13 rezultă că excursia maximă la ieșire este:

$$\Delta V'_{o \max} = V'_{o \max} - V'_{o \min} = 1,4 \text{ V}_{vv}.$$

Limitele de variație și valoarea de echilibru a tensiunii de ieșire v_o , rezultă scăzînd din valorile obținute anterior pentru tensiunea v'_o tensiunea bază-emitor corespunzătoare tranzistorului Q_4 :

$$V_o = V'_o - V_{BE4} = 2,1 - 0,7 = 1,4 \text{ V,} \quad (5.14)$$

$$V_{o \max} = V'_{o \max} - V_{BE4} = 2,8 - 0,7 = 2,1 \text{ V,} \quad (5.15)$$

$$V_{o \min} = V'_{o \min} - V_{BE4} = 1,4 - 0,7 = 0,7 \text{ V.} \quad (5.16)$$

În continuare se va presupune că etajul analizat este atacat cu un semnal cuprins în domeniul $V_{o \min} \dots V_{o \max}$ și centrat pe valoarea de echilibru V_o .

Pentru $v_i = V_{o \min}$ tranzistorul Q_1 este blocat și tot curentul I_3 circulă prin tranzistorul Q_2 . Se obține:

$$V_E = V_C - V_{BE2} = 1,4 - 0,7 = 0,7 \text{ V,} \quad (5.17)$$

$$V_{CE2 \min} = V'_o - V_E = 1,4 - 0,7 = 0,7 \text{ V.} \quad (5.18)$$

Pentru $v_i = V_{o \max}$ tranzistorul Q_2 este blocat și tot curentul I_3 circulă prin tranzistorul Q_1 . Se obține:

$$V_{CE1 \min} = V_A - (V_{o \max} - V_{BE1}) = 2,8 - (2,1 - 0,7) = 1,4 \text{ V.} \quad (5.19)$$

În această situație tensiunea colector-emitor a tranzistorului Q_4 are o valoare minimă:

$$V_{CE4 \min} = V_A - V_{o \max} = 2,8 - 2,1 = 0,7 \text{ V.} \quad (5.20)$$

Din relațiile 5.18, 5.19, 5.20 dau valorile minime pentru tensiunile colector-emitor ale tranzistoarelor Q_1 , Q_2 , Q_4 rezultă că *nici unul din ele nu va lucra saturat*.

Din punct de vedere dinamic, ansamblul format din tranzistoarele Q_1 , Q_2 și rezistențele R_2 , R_3 poate fi asimilat cu o cascadă colector comun (Q_1) — bază comună (Q_2).

Analiza de semnal mic a acestui circuit pe baza unui model hibrid π simplificat ($r_x = 0$, $r_\mu = \infty$, $r_o = \infty$) pentru tranzistoarele Q_1 și Q_2 și presupunând alimentarea în emitoare prin rezistența R_2 , echivalentă cu un generator de curent constant conduce la echivalarea cascadei cu un tranzistor lucrând în conexiunea emitor-comun avînd parametrii echivalenți:

$$r_{\pi e} = r_{\pi 1} + \frac{\beta_1 + 1}{\beta_2 + 1} r_{\pi 2} = 2r_{\pi}; \quad (5.21)$$

$$g_{me} = \frac{\beta_2(\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)}{r_{\pi e}} = \frac{g_m}{2}. \quad (5.22)$$

Din punct de vedere al regimului de curent continuu etajul se bucură de proprietatea de stabilitate termică care caracterizează structura diferențială. Ca dezavantaj se remarcă prezența în emitoarele tranzistoarelor Q_1 și Q_2 a rezistenței R_2 și nu a unui generator de curent, fapt care determină o rejecție scăzută pe mod comun. Pe de altă parte, modul de polarizare ales și tranzistorul Q_4 fac posibilă cuplarea în curent continuu a mai multor etaje de același tip fără a avea o deplasare sistematică a nivelului de tensiune la echilibru.

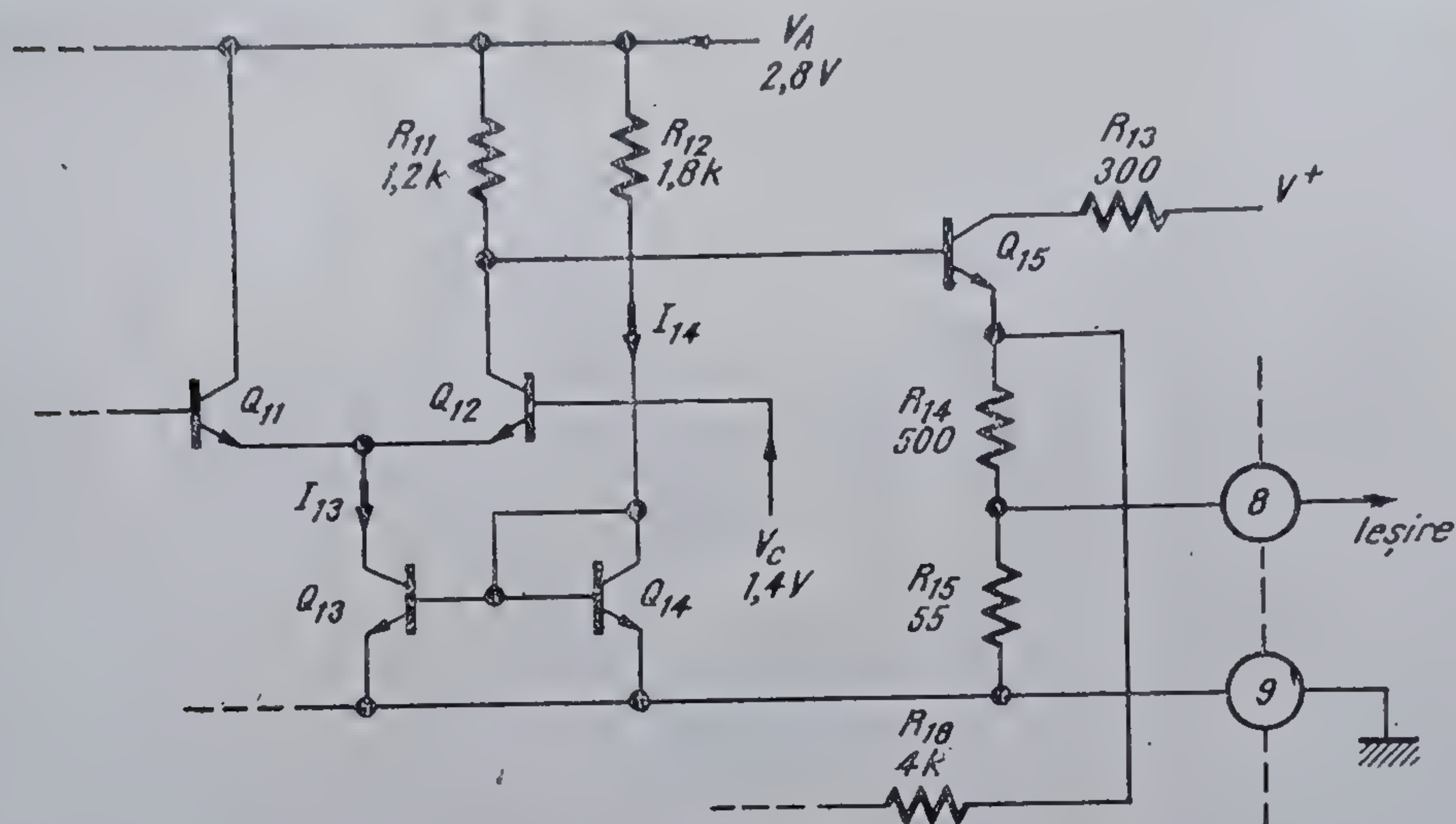
Din punct de vedere dinamic circuitul beneficiază de avantajele introduse de utilizarea cascadei colector comun-bază comună (Q_1 , Q_2) urmată de un repetor pe emitor (Q_3). Aceste avantaje (valoarea foarte mică a transconducției inverse y_{12} — deci a reacției pozitive aproape nule — și valoarea scăzută a impedanței de atac pentru etajul următor) sînt esențiale în asigurarea stabilității circuitului la frecvențe înalte.

Reacția parazită scăzută prin sursa de alimentare este asigurată de structura diferențială care impune $I_2 + I_1 = I_3 \approx \text{constant}$ în situațiile normale de lucru.

Plecînd de la schema electrică din figura 5.5 se poate stabili că și celelalte etaje ale amplificatorului se comportă similar cu primul, atît în regim staționar, cît și dinamic.

O mică diferență se poate remarca numai la ultimul etaj, unde caracteristica de limitare este îmbunătățită prin înlocuirea rezistenței din emitor cu un generator de curent constant (vezi figura 5.8).

Grupuri de tipul Q_{13} , Q_{14} (oglină de curent) și variante ale acestora sînt des întîlnite în tehnica integrată datorită proprietății de a stabili o relație controlabilă între cei doi curenți de colector. Considerînd o identitate perfectă între tranzistoarele Q_{13} și Q_{14} , afirmație foarte apropiată de realitate în cazul



5.8 Schema electrică a ultimului etaj al amplificatorului.

circuitelor integrate monolitice și neglijând în continuare curenții de bază, rezultă:

$$I_{13} = I_{14} = \frac{V_A - V_{BE14}}{R_{12}} = \frac{2,8 - 0,7}{1,8} = 1,16 \text{ mA.} \quad (5.23)$$

Ținând cont că și în acest caz excursia tensiunii la ieșire este determinată de produsul dintre curentul disponibil în emitoarele comune și rezistența de sarcină, rezultă pentru aceasta tot o valoare de 1,4 V:

$$\Delta V_{R11 \max} = \Delta V_{E15 \max} = I_{13} \cdot R_{11} = 1,16 \cdot 1,2 \approx 1,4 \text{ V}_{\text{vv}} \quad (5.24)$$

Tranzistorul Q_{15} realizează funcții similare cu ale tranzistorului Q_4 din primul etaj, și constituie totodată și un etaj de ieșire. Astfel din emitorul lui se ia semnalul de atac al uneia din intrările detectorului, iar de pe divizorul R_{14} , R_{15} se scoate același semnal atenuat care, prelucrat de circuitul acordat exterior, servește la atacul celei de a doua intrări a detectorului. Divizarea realizează un generator de semnal echivalent de impedanță și amplitudine convenabilă pentru atacul circuitului de prelucrare, asigurând în același timp o reacție scăzută de la circuitul de prelucrare la prima intrare a detectorului.

Accesul prin borna 8 la ieșirea amplificatorului și impedanța de ieșire echivalentă de aproximativ 50 Ω permite și utilizarea separată a funcției de amplificare a circuitului.

Tensiunea vîrf-vîrf disponibilă la această ieșire este dată de relația:

$$\Delta V_{8 \max} = \Delta V_{E15 \max} \cdot \frac{R_{15}}{R_{15} + R_{14}} = 1,4 \cdot \frac{55}{500 + 55} = 140 \text{ mV}_{\text{vv}} \quad (5.25)$$

Din figura 5.5 se vede că emitorul tranzistorului Q_{15} este conectat prin intermediul rezistenței R_{18} la baza tranzistorului Q_2 , realizând astfel o reacție totală numai în domeniul frecvențelor joase (deci și în curent continuu) datorită unei capacități exterioare conectată între terminalul 5 și masă. În acest mod se asigură o stabilitate bună a punctelor statice de funcționare atât din punct de vedere electric cât și termic. Astfel, tensiunea medie va avea aceeași valoare cu cea de la echilibru, permițând o excursie simetrică în jurul ei (relațiile 5.14, 5.15, 5.16), deci înlăturarea unei funcționări neconvenabile de tipul celei ilustrate în figura 5.6.c. Tot datorită reacției selective se realizează o rejecție importantă a zgomotului de joasă frecvență, inclusiv a celui datorat rețelei de curent alternativ.

Un calcul al câștigului global (cca. 60 dB) al amplificatorului la 6,5 MHz (frecvență purtătoare sunet în standardul TV în vigoare, la noi în țară) nu se justifică în această carte, căci ar contribui cu prea puțin la înțelegerea funcționării.

Important de reținut este faptul că valorii minime garantate de fabricant pentru câștigul amplificatorului, la 3 dB, înainte de intrarea în limitare a amplificatorului îi corespunde un semnal de intrare de $50 \mu V_{ef}$ (tipic).

Această sensibilitate ridicată înlătură inconvenientul modulației de flancuri ilustrată în figura 5.6.d.

c. Demodulatorul

După amplificare și limitare este necesară extragerea informației utile din semnalul modulat în frecvență. Operația se face cu ajutorul unei structuri de multiplicator analogic utilizată, în cazul particular al circuitului TAA 661 ca detector sensibil la fază. Partea aferentă acestui etaj este prezentată în figura 5.9.

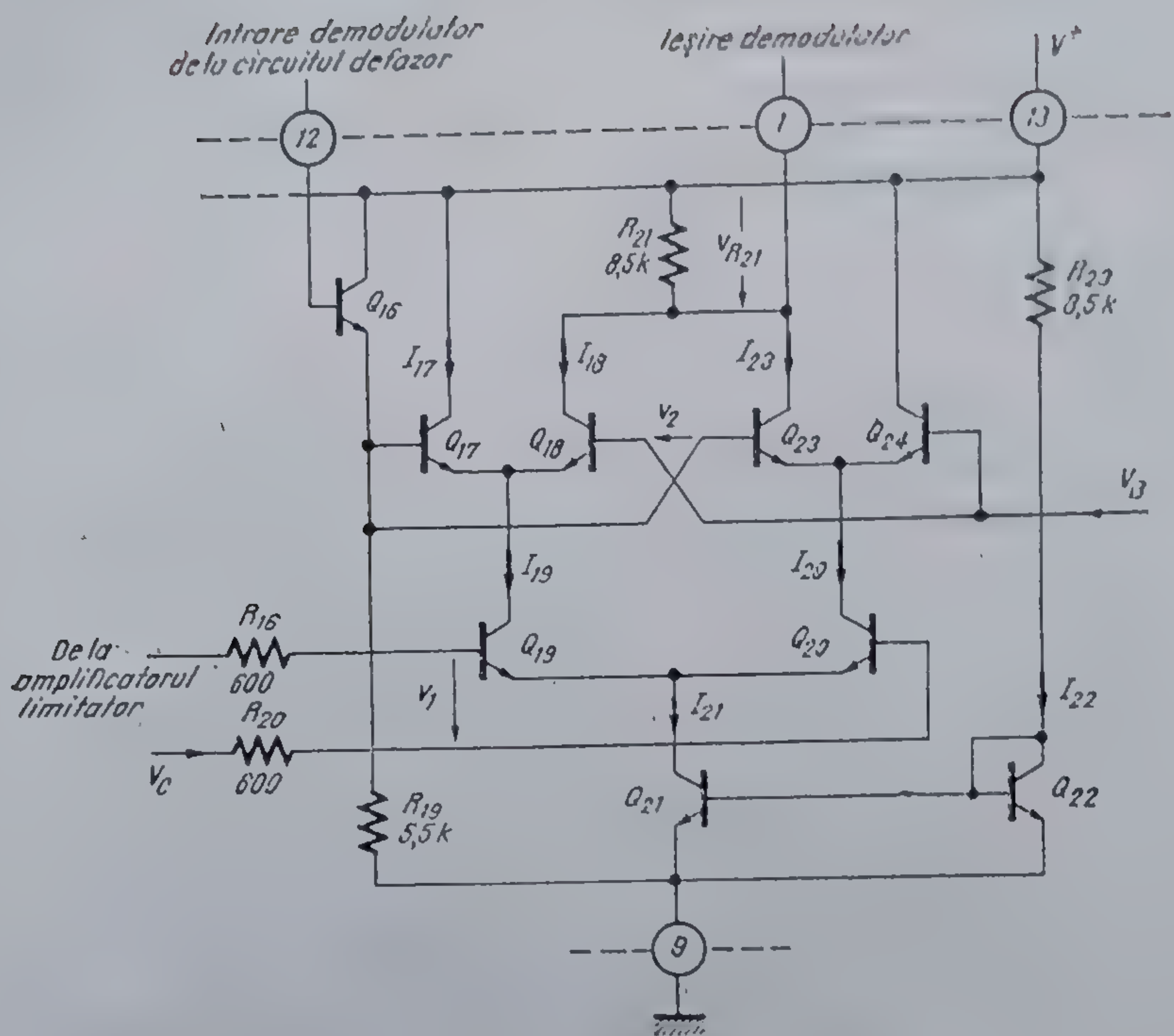
Pentru a se explica funcționarea multiplicatorului analogic ca detector sensibil la fază se va considera schema simplificată din figura 5.10; V_x și V_y sînt niște potențiale alese astfel ca atunci cînd $v_1 = v_2 = 0$ tranzistoarele Q_{17} , Q_{18} , Q_{19} , Q_{20} , să se afle în regiunea activă normală de lucru. Fiind vorba de o tehnică integrată, se poate considera că tranzistoarele din cadrul blocului au o comportare identică din punct de vedere electric.

Pentru $v_1 = v_2 = 0$ tranzistoarele Q_{19} , Q_{20} , respectiv Q_{17} , Q_{18} își vor împărți în mod egal curenții din emitoare. Astfel, neglijînd curenții de bază rezultă:

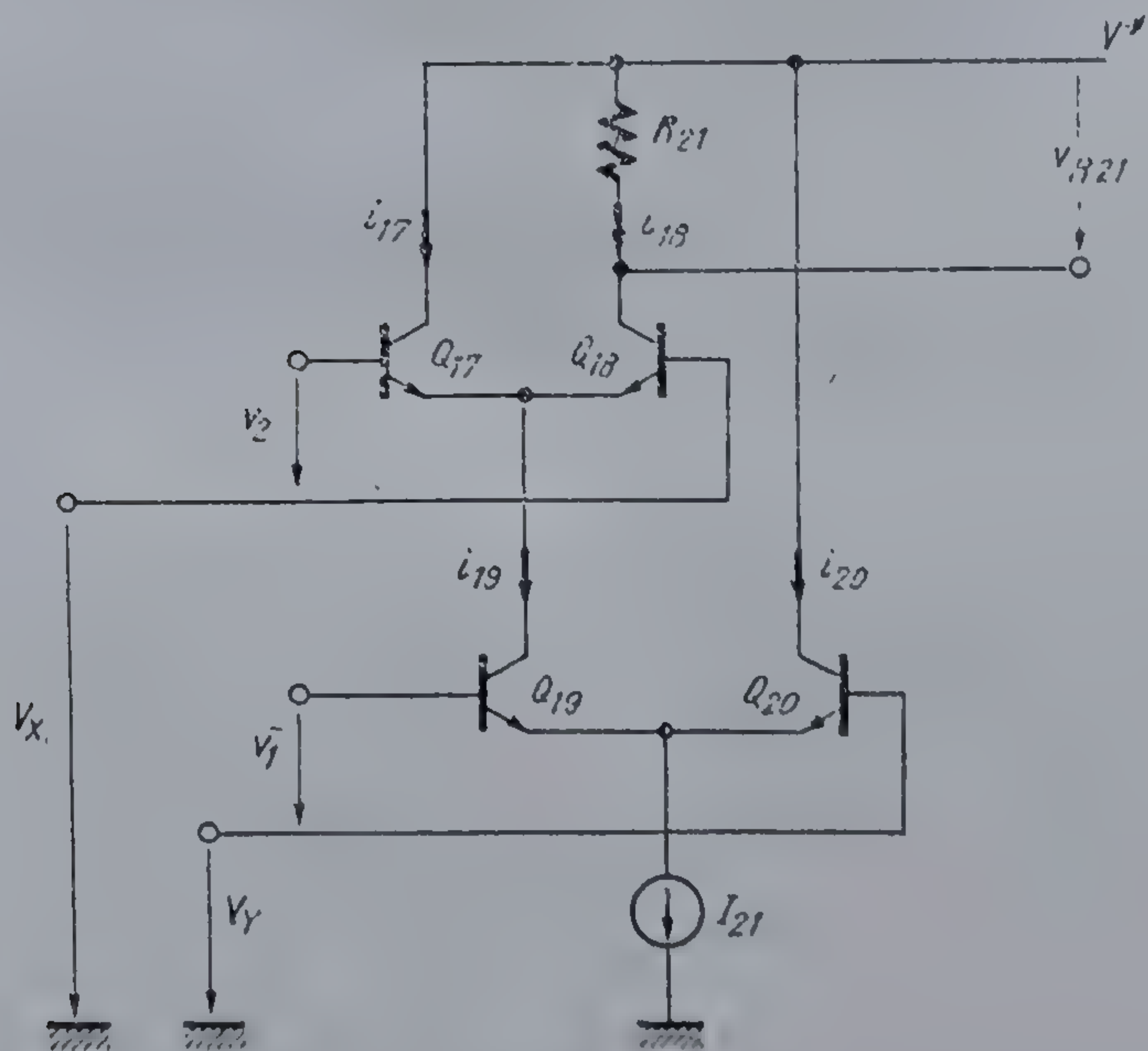
$$I_{19} = I_{20} = \frac{I_{21}}{2}, \quad (5.26)$$

$$I_{17} = I_{18} = \frac{I_{19}}{2} = \frac{I_{21}}{4}, \quad (5.27)$$

$$V_{R21} = R_{21} I_{18} = \frac{1}{4} R_{21} I_{21}. \quad (5.28)$$



5.9 Schema electrică a multiplicatorului (detectorul sensibil la fază).



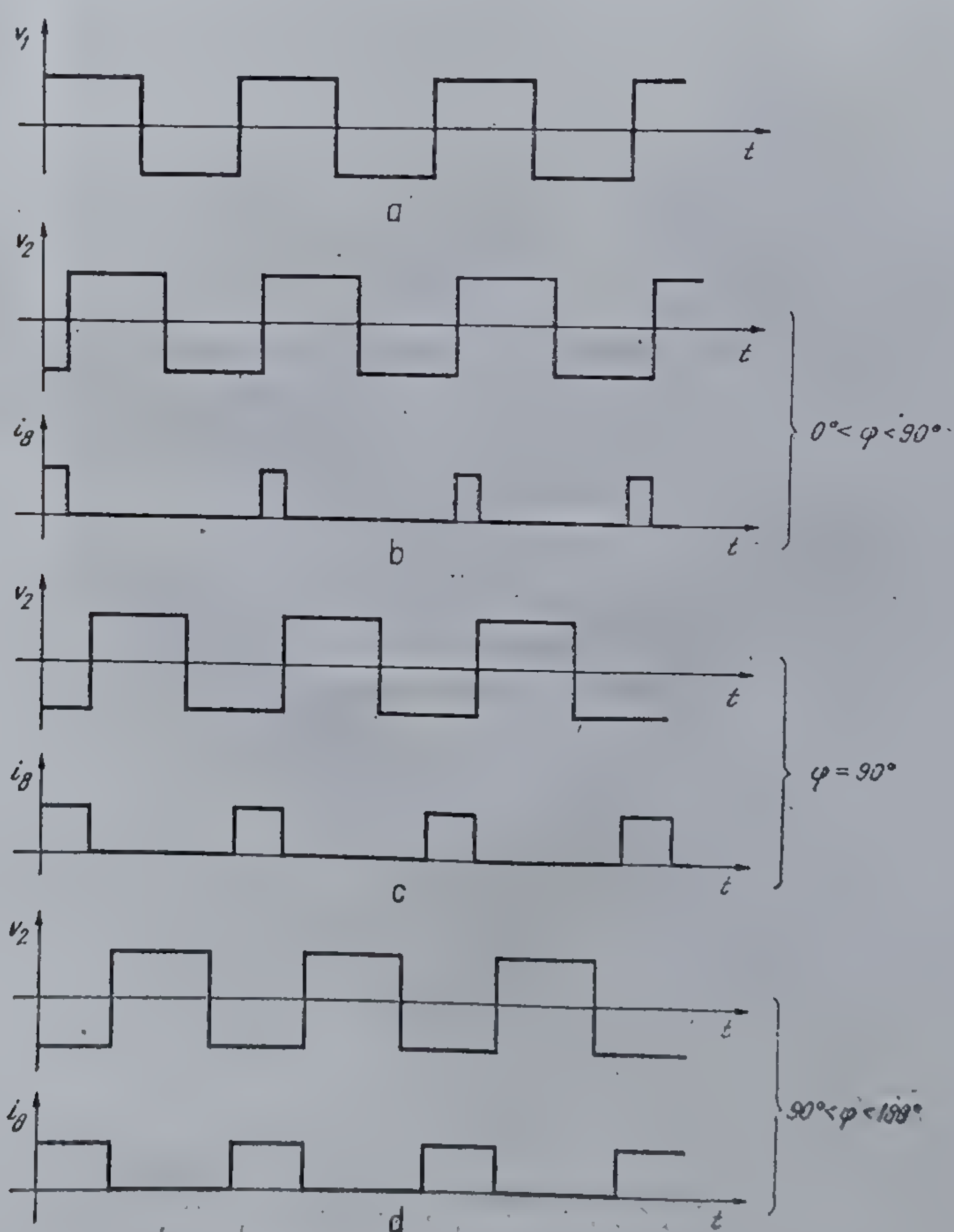
5.10 Schema simplificată a detectorului.

La o funcționare normală a circuitului, tensiunile de pe cele două intrări ale detectorului au o amplitudine suficient de mare, astfel încât etajul să lucreze în comutație, deci le putem considera de o formă dreptunghiulară.

Tensiunea v_1 va fi considerată ca *semnal de referință* iar tensiunea v_2 ca *semnal defazat*.

Situațiile posibile de defazaj și formele de undă corespunzătoare pentru o formă ideală a tensiunilor v_1 și v_2 sînt ilustrate în figura 5.11.

Forma de undă a curentului i_{18} și deci a tensiunii v_{R21} în funcție de polaritatea tensiunilor v_1 și v_2 se obține imediat dacă se consideră starea tranzistoarelor Q_{17} , Q_{18} , Q_{19} , Q_{20} .



5.11 Formele de undă în cazul schemei simplificate din figura 5.10. (a) tensiunea de referință v_1 ; (b) forma curentului i_{18} pentru $0^\circ < \varphi < 90^\circ$; (c) forma curentului i_{18} pentru $\varphi = 90^\circ$; (d) forma curentului i_{18} pentru $90^\circ < \varphi < 180^\circ$.

Rezultatele din tabelul următor sînt directe:

	Q_{17}	Q_{18}	Q_{19}	Q_{20}
$v_1 > 0; v_2 > 0$	conduce	blocat	conduce	blocat
		$I_{17} = I_{19} = I_{21}$ $I_{18} = I_{20} = 0$		
$v_1 > 0; v_2 < 0$	blocat	conduce	conduce	blocat
		$I_{18} = I_{19} = I_{21}$ $I_{17} = I_{20} = 0$		
$v_1 > 0; v_2 \geq 0$	blocat	blocat	blocat	conduce
		$I_{17} = I_{18} = I_{19} = 0$ $I_{20} = I_{21}$		

Aceste rezultate au stat la baza construirii formelor de undă din figura 5.11.

Forma de undă a curentului i_{18} pune în evidență faptul că valoarea medie a acestui curent i_{18} variază liniar cu defazajul φ al tensiunii v_2 față de tensiunea v_1 :

$$\overline{i_{18}} = K' \varphi. \quad (5.29)$$

Acest tip de detector sensibil la fază se numește „monoalternanță”, datorită proprietății sale de a furniza curentul i_{18} numai pentru o singură polaritate a tensiunii de referință v_1 .

Schema reală din figura 5.9 reprezintă un detector „dublă alternanță”, la care, după cum se poate observa din figura 5.12, circulă curent prin rezistența R_{21} pentru ambele polarități ale tensiunii v_1 , deci o funcționare simetrică.

Generatorul de curent din emitoarele comune ale tranzistoarelor Q_{19} , Q_{20} este realizat prin grupul copiator de curent Q_{21} , Q_{22} . Funcționarea simetrică este asigurată de prezența grupului Q_{23} , Q_{24} care lucrează similar cu grupul Q_{17} , Q_{18} dar pentru cealaltă semialternanță a tensiunii v_1 .

Tranzistorul Q_{16} împreună cu rezistența R_{19} formează un etaj repeter pe emitor necesar pentru a nu perturba funcționarea circuitului LC defazer legat la terminalul 12.

Funcționarea normală presupune că în absența semnalului $v_2 = 0$. Condiția este asigurată prin conectarea terminalului 2 la terminalul 12 prin intermediul bobinei L (vezi figura 5.2):

$$v_2 = V_{12} - V_{BE17} - V_B = V_2 - V_{BE17} - V_B. \quad (5.30)$$

Folosind relația 5.1 rezultă:

$$v_2 = 3,5 - 0,7 - 2,8 = 0 \text{ V}. \quad (5.31)$$

Rezistențele R_{10} , și R_{20} fără rol funcțional, țin de realizarea măștii circuitului (sînt rezistențe „de trecere”).

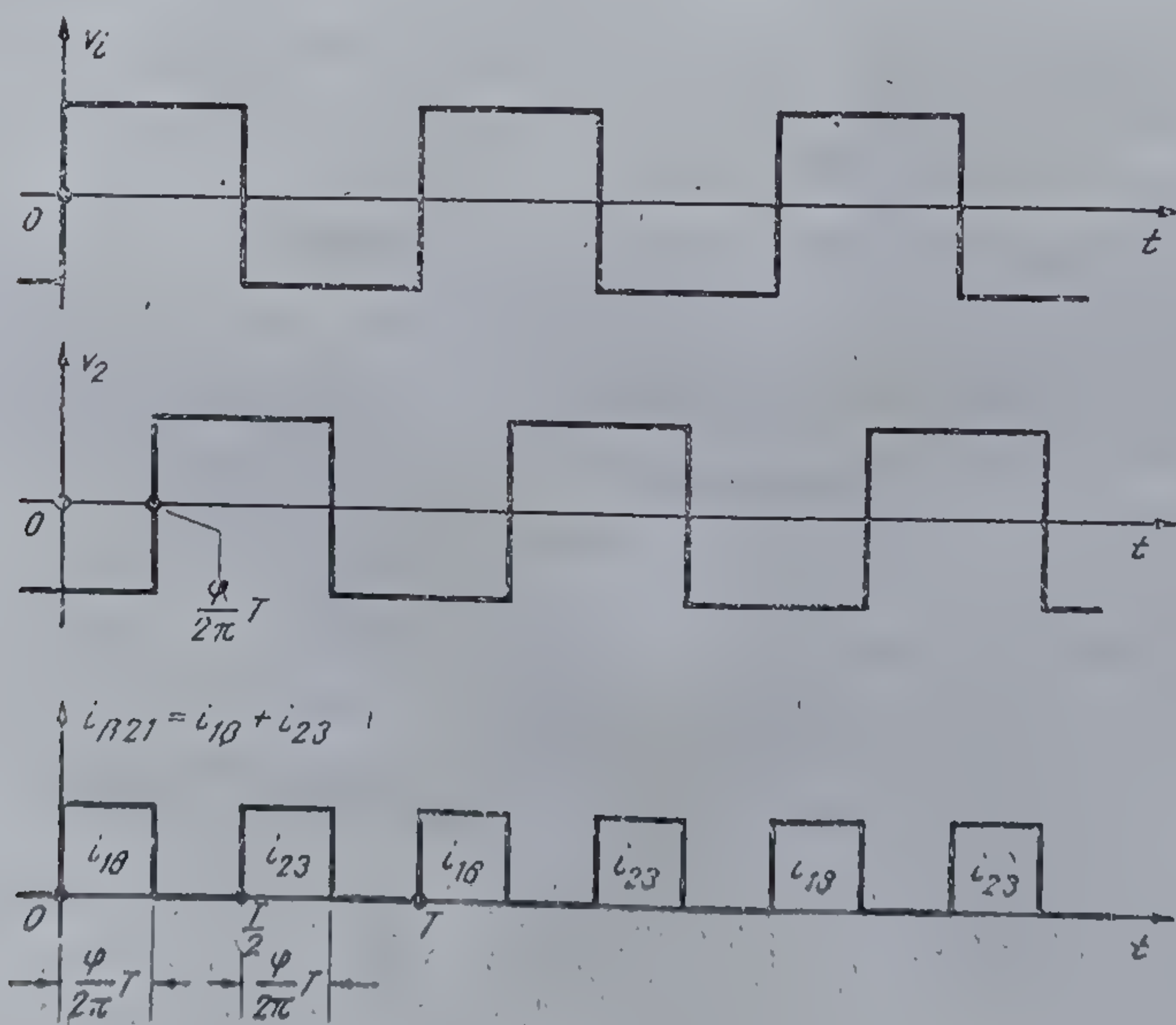
În figura 5.12 sînt prezentate formele de undă pentru un factor de umplere constant și un defazaj φ de 90° .

Urmînd același raționament ca în cazul simplificat, se poate verifica corectitudinea formei de undă pentru curentul care circulă prin rezistența R_{21} . De asemenea, și aici rezultă o dependență liniară a valorii medii a acestui curent de unghiul de defazaj φ :

$$\overline{i_{R21}} = K'' \varphi. \quad (5.32)$$

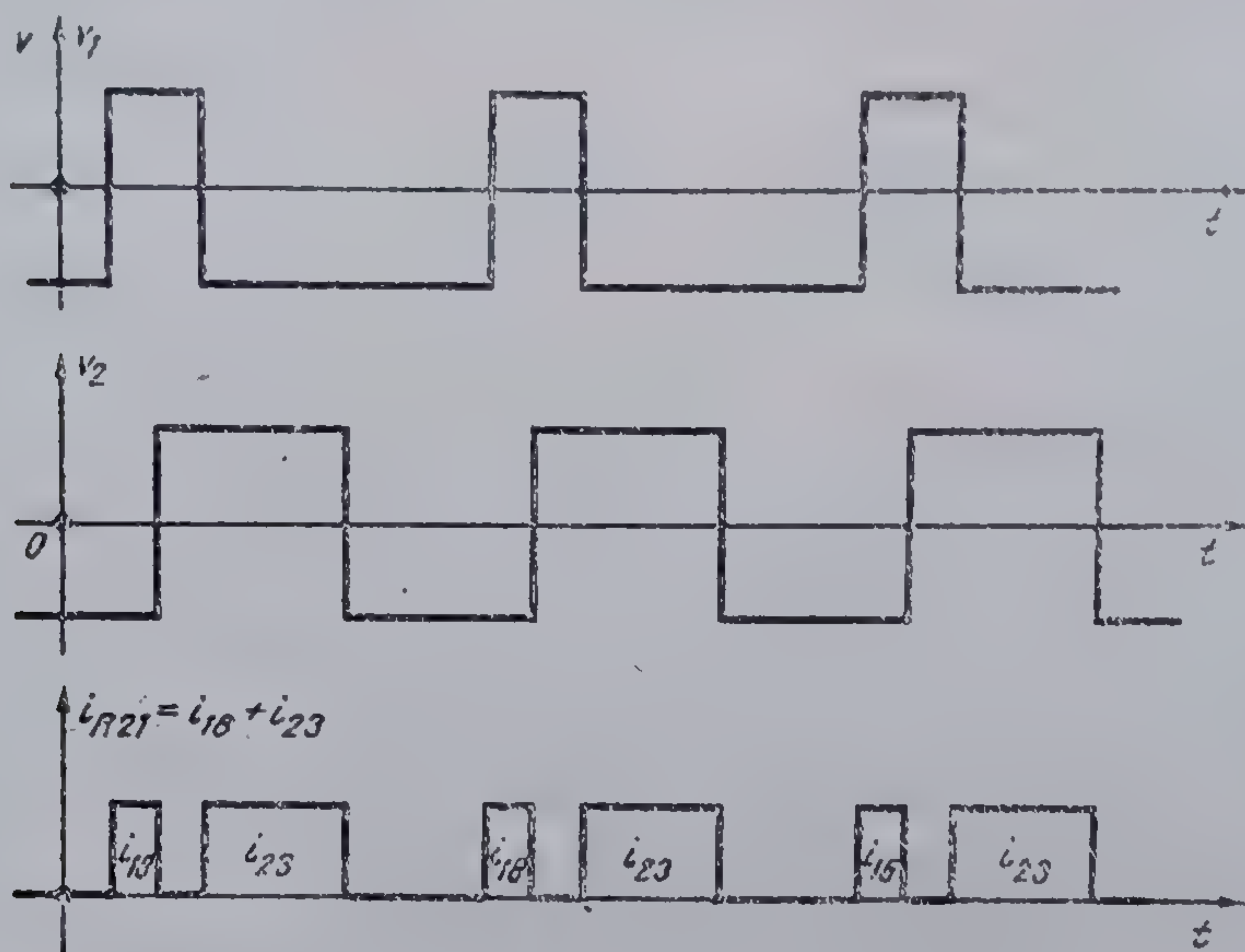
Ca prim avantaj al detectorului de tip „dublă alternanță” trebuie remarcată sensibilitatea dublă față de cel „monoalternanță” (K'' din 5.32 este dublul lui K' din 5.29 pentru aceleași valori ale curentului I_{21} și rezistenței R_{21}).

Al doilea avantaj este dat de independența valorii medii a curentului de factorul de umplere al tensiunii v_1 , fapt ilustrat prin formele de undă ale exemplului considerat în figura 5.13. (formele de undă ale curentului i_{R21} au fost trasate urmărind un raționament similar celui folosit la detectorul monoalternanță).



5.12 Formele de undă pentru un factor de umplere constant și un defazaj $\varphi = 90^\circ$ la detectorul real.

Trebuie observat că în funcționarea circuitului integrat TAA 661 într-un receptor MF, ca urmare a acțiunii circuitului acordat LC prin care se obține semnalul v_2 , acest semnal are o formă sinusoidală cu o amplitudine — în condițiile de lucru uzuale — suficient de mare, astfel că tranzistoarele Q_{17} , Q_{18} , Q_{23} , Q_{24} vor lucra în comutație. Se justifică în acest fel forma de undă



5.13 Formele de undă în cazul unui factor de umplere care nu este constant la $\varphi = 90^\circ$.

pentru curenții de colector ai acestor tranzistoare foarte apropiată de un impuls dreptunghiular (vezi figurile 5.11 ... 5.13).

Ceea ce trebuie reținut este faptul că circuitul integrat TAA 661 a fost gândit și realizat pentru lucrul în comutație a detectorului sensibil la fază.

În continuare se va determina „cîștigul” detectorului sensibil la fază (mărimea K' din relația 5.32).

Valoarea curentului dat de sursa de curent Q_{21} rezultă imediat observînd că tranzistoarele identice Q_{21} și Q_{22} au aceeași tensiune bază-emitor. Prin urmare:

$$I_{21} = I_{22} = \frac{V^+ - V_{BE22}}{R_{23}} \quad (5.33)$$

Curentul prin rezistența R_{21} este compus fie din curentul prin tranzistorul Q_{18} , fie de cel prin tranzistorul Q_{23} , a căror valoare este egală cu I_{21} . Pentru prima semiperioadă a tensiunii v_1 se poate scrie (vezi figura 5.12):

$$i_{R21} = \begin{cases} I_{12} & 0 < t < \frac{\varphi}{2\pi} T, \\ 0 & \frac{\varphi}{2\pi} T < t < \frac{T}{2}. \end{cases} \quad (5.34)$$

Pentru următoarea semiperioadă situația este identică. Valoarea medie a curentului i_{R21} rezultă

$$i_{R21} = 2 \frac{1}{T} \int_0^T i_{R21} dt = 2 \frac{1}{T} I_{21} \frac{\varphi}{2\pi} T = \frac{\varphi}{\pi} I_{21}. \quad (5.35)$$

Utilizând relația 5.33 se obține:

$$\overline{i_{R21}} = \frac{V^+ - V_{BE22}}{R_{23}} \frac{\varphi}{\pi} \approx \frac{V^+}{\pi R_{23}} \varphi \quad (5.36)$$

deci câștigul detectorului va fi

$$K'' \approx \frac{V^+}{\pi R_{23}}. \quad (5.37)$$

Componenta medie a tensiunii v_{R21} se separă cu ajutorul unui filtru trece jos. În condiții normale de lucru, terminalul 7 al circuitului TAA 661 se conectează la masă prin intermediul unei capacități, astfel că

$$\overline{v_{R21}} = \overline{i_{R21}} \cdot R_{21} = \frac{V^+ - V_{BE22}}{\pi} \cdot \frac{R_{21}}{R_{23}} \cdot \varphi = \frac{V^+ - V_{BE22}}{\pi} \varphi. \quad (5.38)$$

(În relația 5.38 s-a ținut cont de egalitatea $R_{21} = R_{23}$).

Valoarea medie a tensiunii de ieșire (pe terminalul 14) față de masă (vezi figura 5.3) este dată de:

$$\overline{v_{14}} = V^+ - \overline{v_{R21}} - v_{BE25} = (V^+ - V_{BE}) \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right). \quad (5.39)$$

Se poate remarca un aspect nedorit: tensiunea de ieșire este puternic influențată de tensiunea de alimentare a circuitului. Din acest motiv este necesară o decuplare corectă a alimentării.

Verificarea experimentală a relației 5.38 se poate face cu montajul din figura 5.14. Rezultatele tipice care se obțin sînt prezentate în figura 5.15.

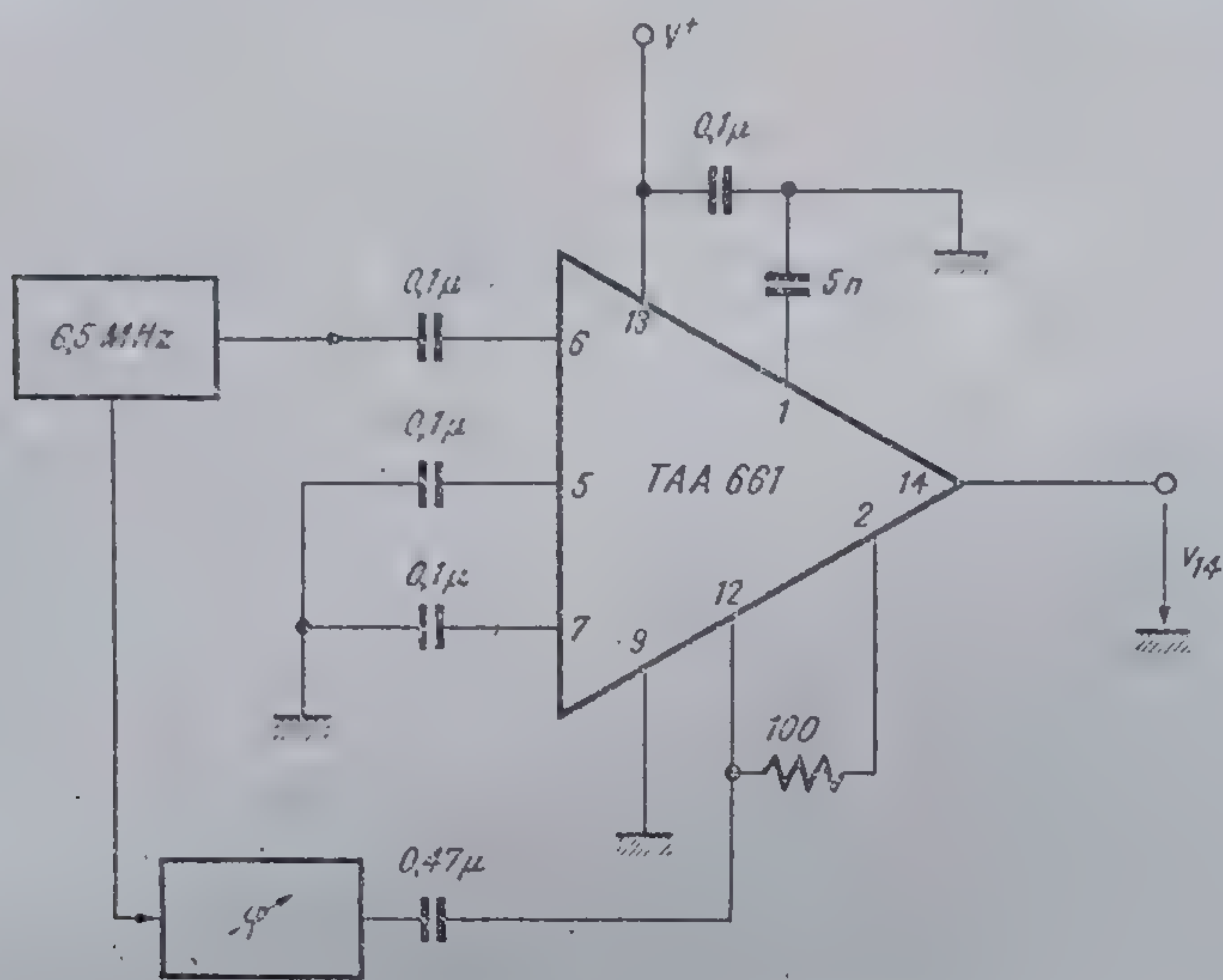
d. Etajul de ieșire

Etajul de ieșire se compune din tranzistorul Q_{25} și rezistențele R_{22} , R_{24} (vezi figura 5.3), fiind practic un repetor pe emitor.

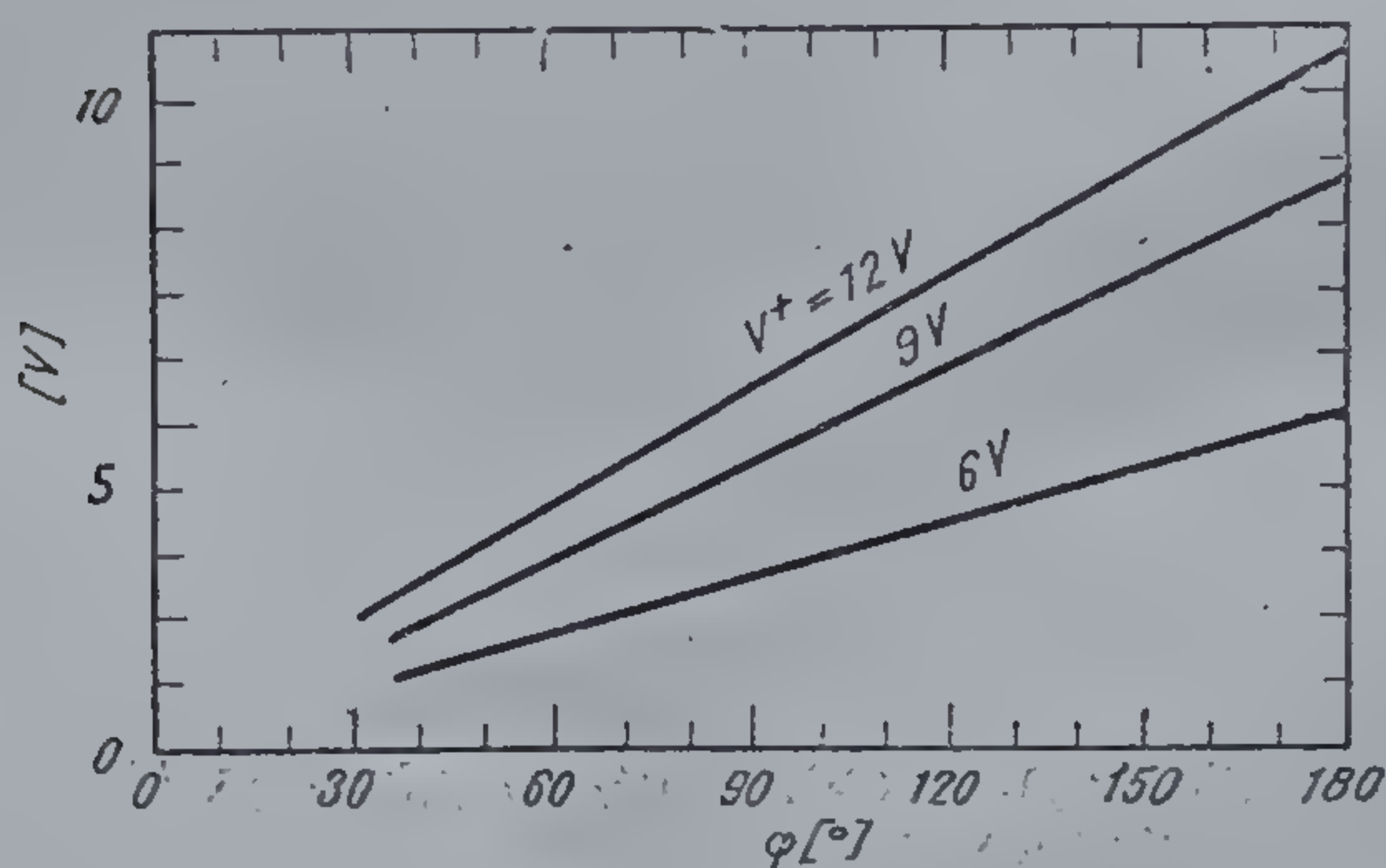
Pentru acest etaj este important de știut punctul static de funcționare, deoarece în acest fel se poate estima (cel puțin calitativ) valoarea minimă a rezistenței de sarcină, care se poate conecta în exterior la terminalul 14.

Această estimare pleacă de la cerința ca nivelul de distorsiuni al semnalului demodulat să nu fie crescut prin forțarea funcționării tranzistorului Q_{25} la un nivel mare de semnal în raport cu punctul static de funcționare.

După cum se va arăta la analiza regimului dinamic (vezi § 5.2.2.) în absența modulației de frecvență defazajul între tensiunile v_1 și v_2 este de $\pi/2$.



5.14 Montaj pentru ridicarea diagramei din figura 5.15.

5.15 Tensiunea medie pe rezistența R_{21} ($\overline{v_{R21}}$) în funcție de defazajul între tensiunile v_2 și v_1 .

Pentru acest caz valoarea medie a tensiunii de ieșire și curentul mediu de emitor ale tranzistorului Q_{25} sînt date de

$$\overline{v_{14}} \Big|_{\varphi = \frac{\pi}{2}} = \frac{V^+ - V_{BE}}{2}; \quad (5.40)$$

$$\overline{i_{E25}} \Big|_{\varphi = \frac{\pi}{2}} = \frac{\overline{v_{14}} \Big|_{\varphi = \frac{\pi}{2}}}{R_{21}} = \frac{V^+ - V_{BE}}{2R_{21}}. \quad (5.41)$$

Valorile anterioare sînt identice cu cele din absența semnalului la intrare. În această situație bazele tranzistoarelor Q_{10} , Q_{20} , respectiv Q_{17} , Q_{18} , Q_{23} , Q_{24}

au potențiale identice*. Ca urmare, căderea de tensiune în repaus pe rezistența R_{21} va fi dublul celei de la detectorul monoalternanță. Ținând cont de relațiile 5.27, 5.28, 5.33, în absența semnalului de intrare tensiunea de ieșire față de masă rezultă:

$$V_{14} = \frac{V^+ - V_{BE21}}{2} \quad (5.42)$$

valoare identică cu aceea din relația 5.40 care stă la baza calculului relației 5.41.

Pentru cazul particular tipic $V^+ = 12$ V rezultă:

$$V_{14} = \frac{12 - 0,7}{2} = 5,65 \text{ V}; \quad (5.43)$$

$$I_{E25} = \frac{12 - 0,7}{2 \cdot 7,8} = 0,72 \text{ mA}. \quad (5.44)$$

5.2.2. Regimul dinamic

Din punct de vedere aplicativ este interesantă și utilă o analiză a comportării dinamice pentru demodulator și în special a rolului componentelor pasive din circuitul de defazare.

În ceea ce privește restul blocurilor componente trebuie reținute aspectele următoare:

Sursă stabilizată

(1) la frecvențe joase comportarea este caracterizată de rezistențele dinamice determinate în § 5.2.1;

(2) la frecvențe înalte comportarea depinde de valoarea, calitatea și modul de dispunere pe cablaj al capacităților de decuplare.

Amplificatorul limitator

(1) la frecvențe joase are un câștig unitar datorită reacției negative totale în acest domeniu, realizată prin intermediul rezistenței R_{13} care leagă emitorul tranzistorului de ieșire Q_{15} de baza tranzistorului Q_3 din etajul diferențial de intrare (vezi figura 5.3 — evident amplificatorul este într-o conexiune de repetor).

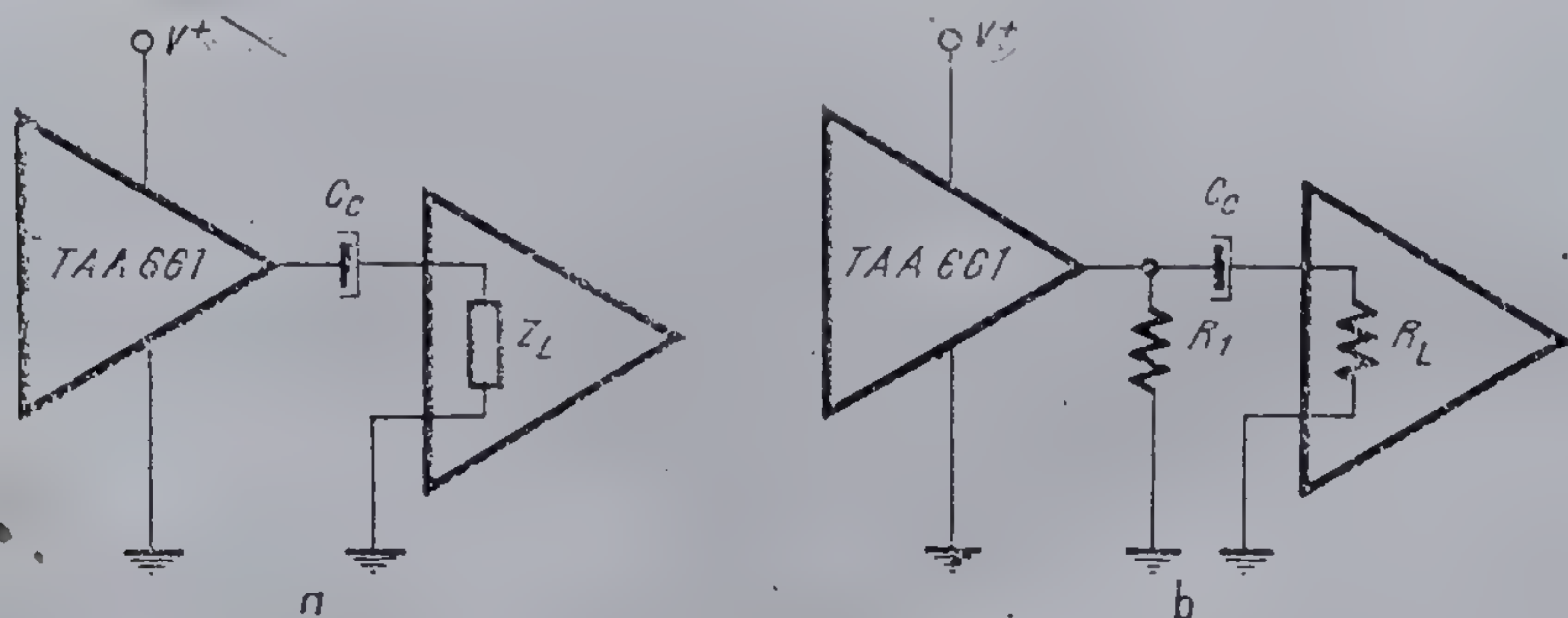
* $V_{B19} = V_{B20} = V_O = 1,4$ V asigurată de reacția totală în domeniul frecvențelor joase la nivelul amplificatorului; $V_{B17} = V_{B23} = V_{B18} = V_{B24} = V_B = 2,8$ V asigurată de polarizarea terminalului 12 la o valoare $V_{12} = V_B + V_{BE}$.

(2) la frecvențe înalte amplificatorul lucrează la câștigul său maxim datorită întreruperii reacției negative în acest domeniu de frecvență prin intermediul capacității C_F legată la terminalul 5 (vezi figura 5.2).

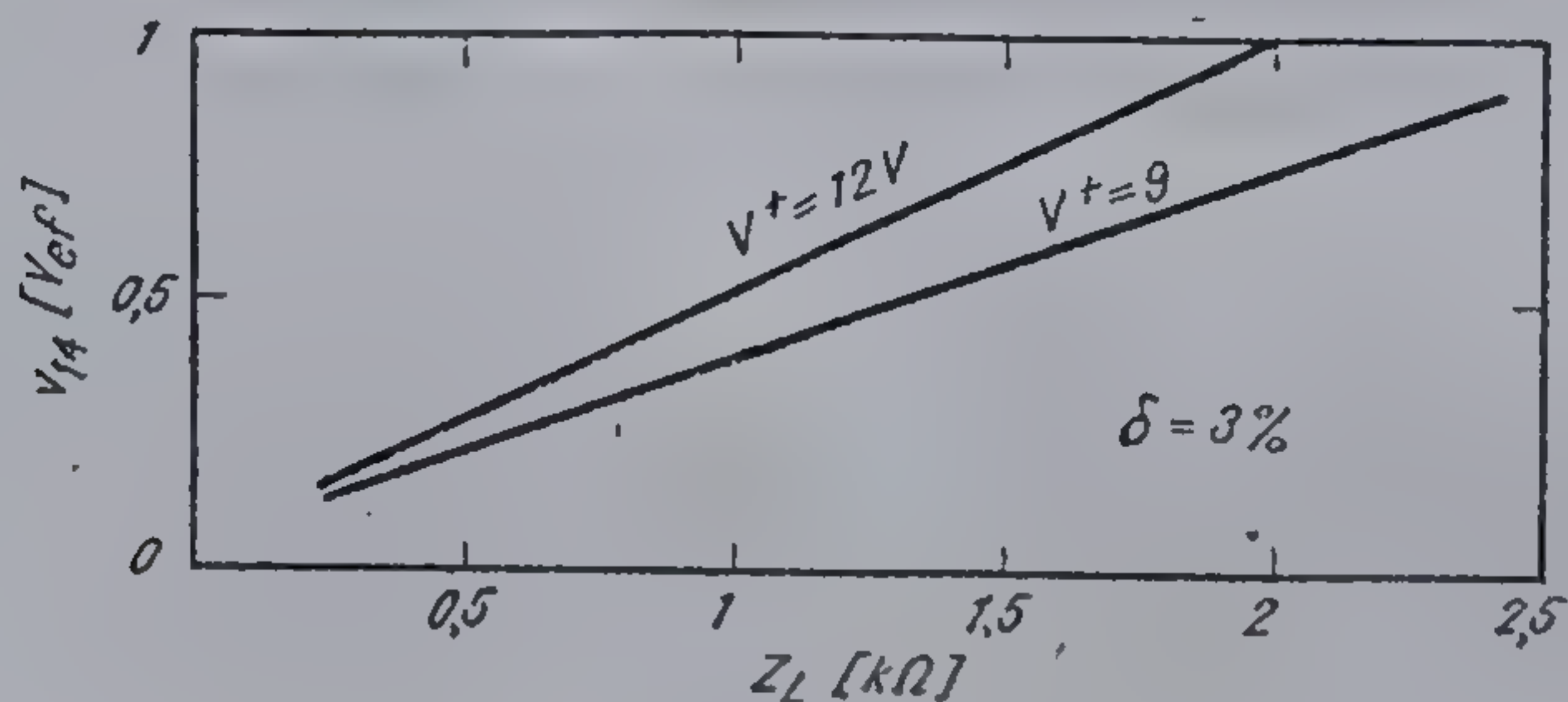
Etajul de ieșire

(1) Este constituit după cum s-a văzut din etajul repetor pe emitor Q_{25} , R_{22} , R_{24} care lucrează în audiofrecvență. Rolul lui este acela de a facilita cuplajul cu sarcina. La această conectare trebuie avut în vedere o rezistență de sarcină minimă admisibilă pentru a nu trece peste un prag dat de distorsiuni. Modul de cuplare cu sarcina este ilustrat în figura 5.16.a unde C_c este condensatorul de cuplaj iar Z_L este impedanța de intrare a etajului următor;

(2) În cazul alimentării circuitului cu 12 V, pentru o tensiune de joasă frecvență v_{14} de 1,2 V_{ef} rezistența de sarcină minimă la ieșire este de 2,5 k Ω . În figura 5.17 este reprezentată grafic relația care trebuie respectată între tensiunea eficace la ieșire și impedanța de sarcină pentru un factor de distorsiuni $\delta = 3\%$ la $V^+ = 9$ V și la $V^+ = 12$ V.

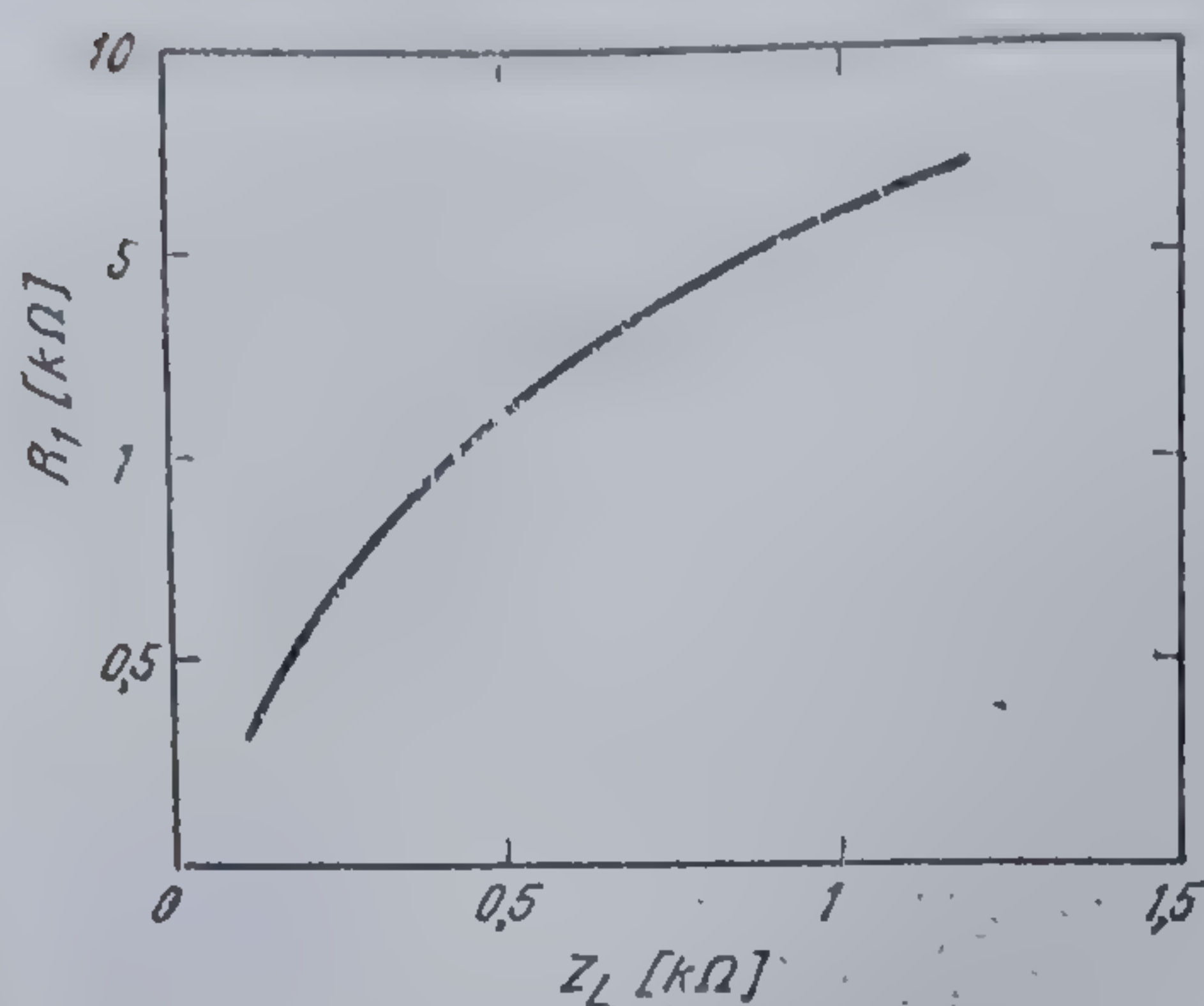


5.16 (a) Cuplarea sarcinii la ieșirea de audiofrecvență; (b) Modificarea cuplării cu sarcina pentru încărcări ale ieșirii de audiofrecvență cu impedanțe de valori sub 2,5 k Ω .



5.17 Relația între valoarea eficace a tensiunii de audiofrecvență și impedanța de sarcină pentru un factor de distorsiuni $\delta = 3\%$.

(3) Cuplajul cu o sarcină inferioară valorilor anterioare se poate realiza modificînd etajul de ieșire ca în figura 5.16.b. Prezența rezistenței R_1 crește curentul de repaus al etajului de ieșire dînd posibilitatea acestuia să debi-



5.18 Legătura între R_1 și Z_L pentru $V^+ = 12 \text{ V}$, $v_0 = 1,2 \text{ V}_{ef}$ și $\delta = 3\%$.

teze în sarcină curenți mai ridicați, păstrînd același raport între curentul de sarcină și cel de repaus. În figura 5.18 este ilustrată legătura între R_1 și Z_L pentru $V^+ = 12 \text{ V}$, $v_{14} = 1,2 \text{ V}_{ef}$ și $\delta = 3\%$. Rezistența R_1 nu poate fi micșorată sub o anumită valoare datorită scăderii tensiunii de colector a tranzistorului Q_{25} și posibilității de intrare a acestuia în saturație pentru un anumit nivel al semnalului de intrare.

• Alegerea circuitului LC care lucrează ca defazor

În paragraful anterior s-a arătat că pentru forme de undă dreptunghiulare, valoarea medie a tensiunii pe rezistența de sarcină a demodulatorului depinde liniar de defazajul dintre cele două tensiuni de la intrare (vezi relația 5.38).

Rezultă de aici o primă caracteristică a circuitului LC — anume aceea de a furniza un semnal de amplitudine suficient de mare la terminalul 12 pentru ca tranzistoarele din demodulator să poată lucra în comutație.

Acest regim este obținut cu o bună aproximație pentru tensiuni sinusoidale la terminalul 12, egale sau superioare valorii de 100 mV_{ef}^1 .

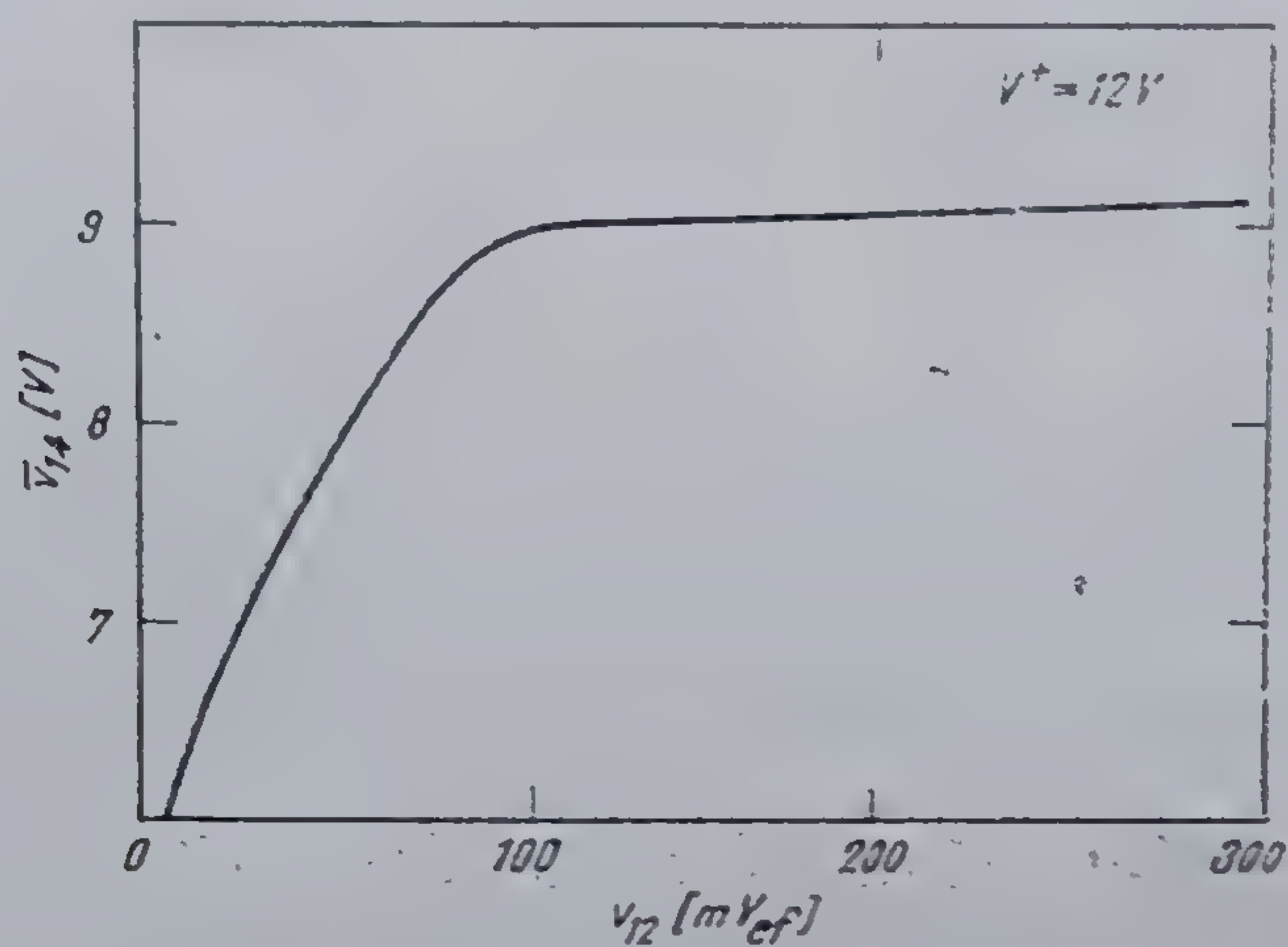
O justificare experimentală a acestei afirmații o constituie dependența ilustrată în figura 5.19 obținută cu montajul din figura 5.20, reprezentînd variația tensiunii medii de la ieșirea circuitului TAA 661 în funcție de tensiunea de intrare în demodulator.

Pentru cealaltă intrare a demodulatorului tensiunea de $1,4 \text{ V}_{rr}$ (vezi relația 5.24) obținută în emitorul tranzistorului Q_{15} (vezi figura 5.3) este mai mult decît suficientă pentru lucrul în comutație.

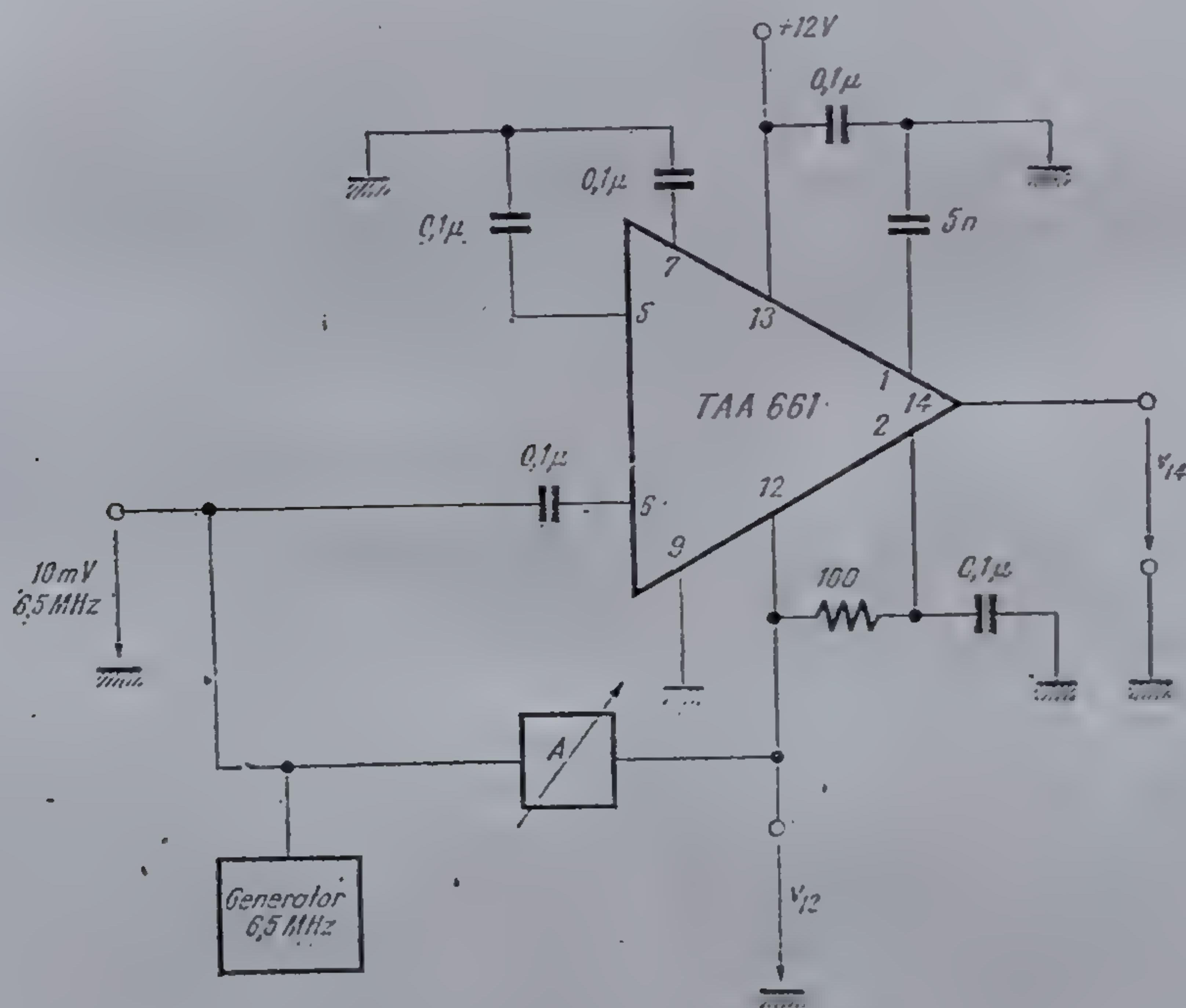
Funcția de transfer ideală pentru un demodulator MF este de forma:

$$\bar{v} \sim \Delta f \quad (5.45)$$

unde \bar{v} este tensiunea medie la ieșirea din demodulator iar Δf deviația de frecvență.



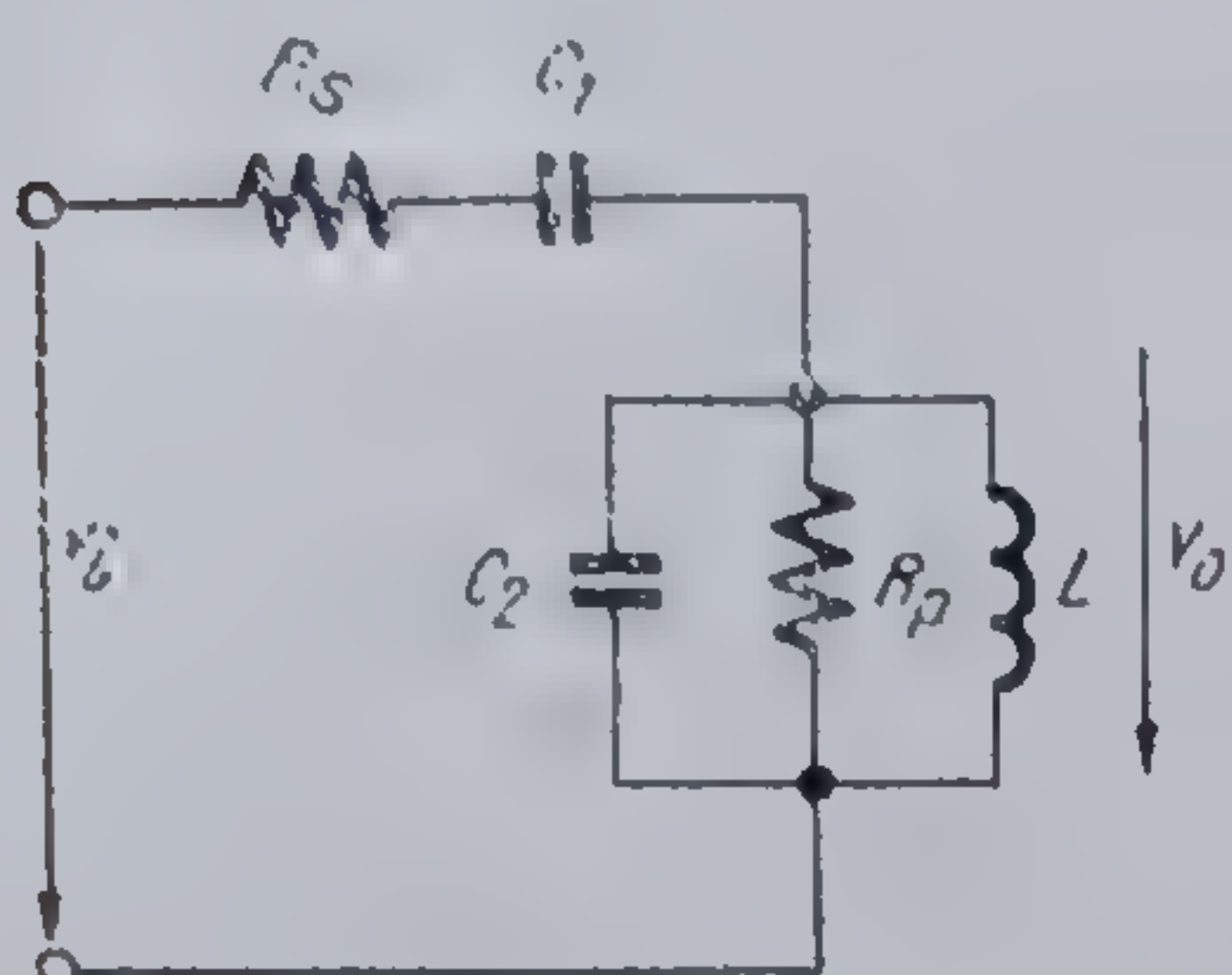
5.19 Răspunsul circuitului TAA 661 în funcție de tensiunea de intrare în demodulator.



5.20 Montaj de ridicare a curbei din figura 5.19.

Dacă se are în vedere relația 5.39

$$\overline{v_{14}} = \frac{V^+ - V_{BE}}{\pi} (\pi - \varphi)$$



5.21 Rețeaua defazoare.

rezultă că rețeaua defazoare trebuie să asigure o dependență liniară între φ și f de forma

$$\Delta\varphi = k \Delta f. \quad (5.46)$$

Această caracteristică liniară este realizată cu o aproximație destul de bună de un circuit acordat serie sau derivație în jurul frecvenței de rezonanță.

S-a adoptat ca rețea defazoare ansamblul din figura 5.21, care spre deosebire de un circuit serie LC obișnuit prezintă un factor de calitate aparent în sarcină mai ridicat.

Caracteristica de frecvență și de fază a acestui circuit în apropierea acordului este reprezentată în figura 5.22. *a* respectiv 5.22. *b*.

Pe baza diagramei de fază se pot remarca următoarele aspecte:

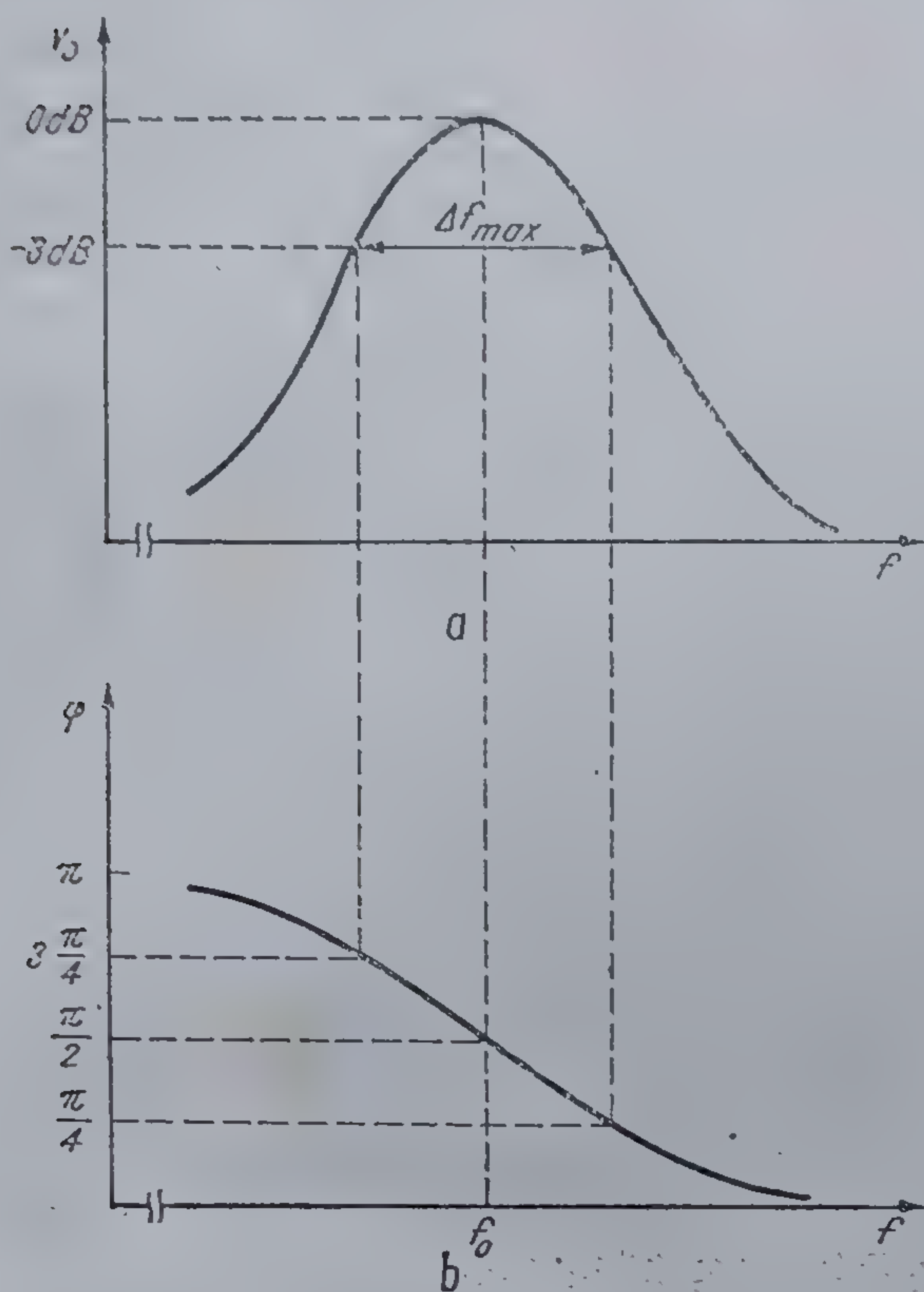
- (a) La acord, în absența semnalului modulator, tensiunea de ieșire v_o este defazată cu $\pi/2$ înaintea semnalului de intrare v_i . Avînd în vedere modul de conectare al circuitului defazor la terminalele circuitului (vezi figura 5.3) rezultă că v_o este în fază cu tensiunea de referință iar v_i reprezintă tensiunea defazată de la intrarea demodulatorului. Pentru această situație sînt valabile relațiile 5.40 și 5.41.
- (b) Pentru frecvențe superioare frecvenței de acord, dar în apropierea acesteia, defazajul φ scade, deci în conformitate cu relația 5.39 tensiunea la ieșire va crește. Pentru frecvențe inferioare frecvenței de acord tensiunea va scădea. Datorită neliniarității caracteristicii de fază demodulatorul va avea erori de principiu. Din acest motiv se preferă explorarea caracteristicii de fază numai în domeniul $\pi/4$, $3\pi/4$, zonă de liniaritate maximă.

Neliniaritatea de amplitudine în acest domeniu (scădere cu 3 dB) impune ca tensiunea la rezonanță să fie de minimum $140 \text{ mV}_{\text{ef}}$ pentru ca și la capetele domeniului de lucru ($\pi/4$, $3\pi/4$) să fie îndeplinită condiția de tensiune $v_o = v_{12} \geq 100 \text{ mV}_{\text{ef}}$.

● Modul de calcul a unei rețele defazoare²

Frecvența de rezonanță a circuitului din figura 5.21 este aproximată de:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_1 + C_2)}}. \quad (5.47)$$



5.22 (a) Caracteristica de amplitudine a rețelei defazoare. (b) Caracteristica de fază a rețelei defazoare.

Factorul de calitate este dat de (vezi figura 5.22. a)

$$Q_s = \frac{f_0}{\Delta f_{max}}. \quad (5.48)$$

Aproximînd variația fazei în domeniul $\pi/4$, $3\pi/4$ cu o variație liniară rezultă pentru variația de fază:

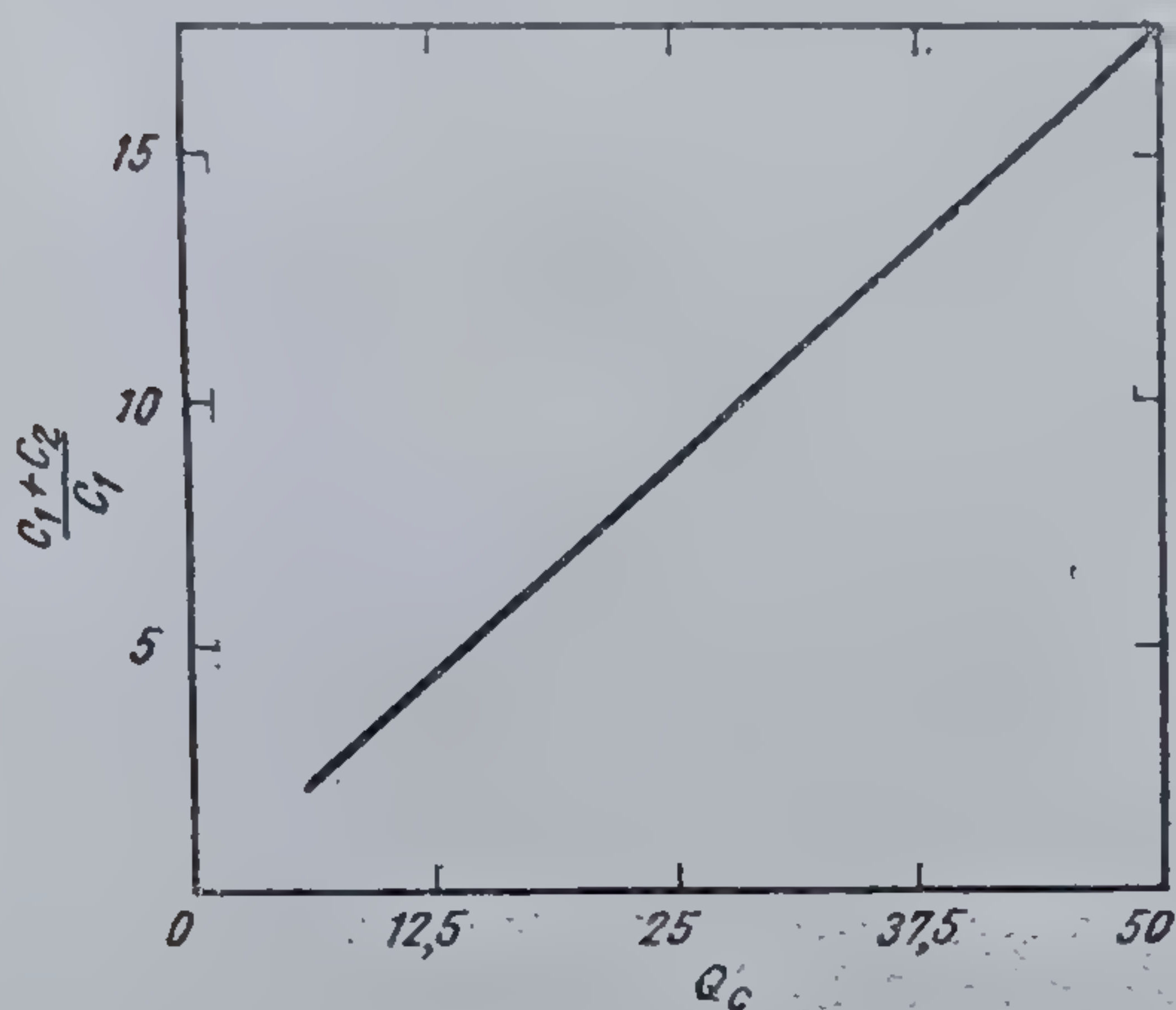
$$\Delta\varphi = -\frac{\Delta f}{\Delta f_{max}} \cdot \frac{\pi}{2} = -\frac{Q_s \Delta f}{f_0} \cdot \frac{\pi}{2}. \quad (5.49)$$

Se poate considera, datorită circuitului acordat, că la intrarea rețelei se aplică doar fundamentală tensiunii de formă dreptunghiulară de $140 \text{ mV}_{\text{eff}}$, deci de valoare aproximativă

$$v_i = \frac{140}{2\sqrt{2}} = 50 \text{ mV}_{\text{eff}}. \quad (5.50)$$

Tensiunea maximă de ieșire la rezonanță va fi:

$$v_o = \frac{C_1}{C_1 + C_2} Q_s v_i. \quad (5.51)$$



5.23 Relația între factorul de calitate Q_c și raportul $\frac{C_1 + C_2}{C_1}$ pentru a asigura o valoare de minimum 140 mV_{ef} la ieșirea rețelei defazoare.

Relația între Q_c și $\frac{C_1}{C_1 + C_2}$ pentru a asigura cei 140 mV_{ef} necesari demodulatorului este reprezentată în figura 5.23.

Din relația 5.39 și 5.49 se poate determina modul de variație al tensiunii la ieșirea demodulatorului:

$$\Delta \overline{v_{14}} = -(V^+ - V_{BE}) \cdot \frac{\Delta \varphi}{\pi} = (V^+ - V_{BE}) \frac{Q_c \Delta f}{2f_0} \quad (5.52)$$

Valoarea eficace a componentei de joasă frecvență a tensiunii de ieșire este:

$$v_{14} = \frac{\Delta \overline{v_{14}}}{2\sqrt{2}} = 0,18 (V^+ - V_{BE}) \frac{Q_c \Delta f}{f_0} \quad (5.53)$$

relație reprezentată grafic în figura 5.24 pentru cîteva valori ale tensiunii de alimentare.

În funcție de elementele de circuit, factorul de calitate are expresia:

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_{L0}} + \frac{1}{R_p(C_1 + C_2) \omega_0} + R_s \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \omega_0 \quad (5.54)$$

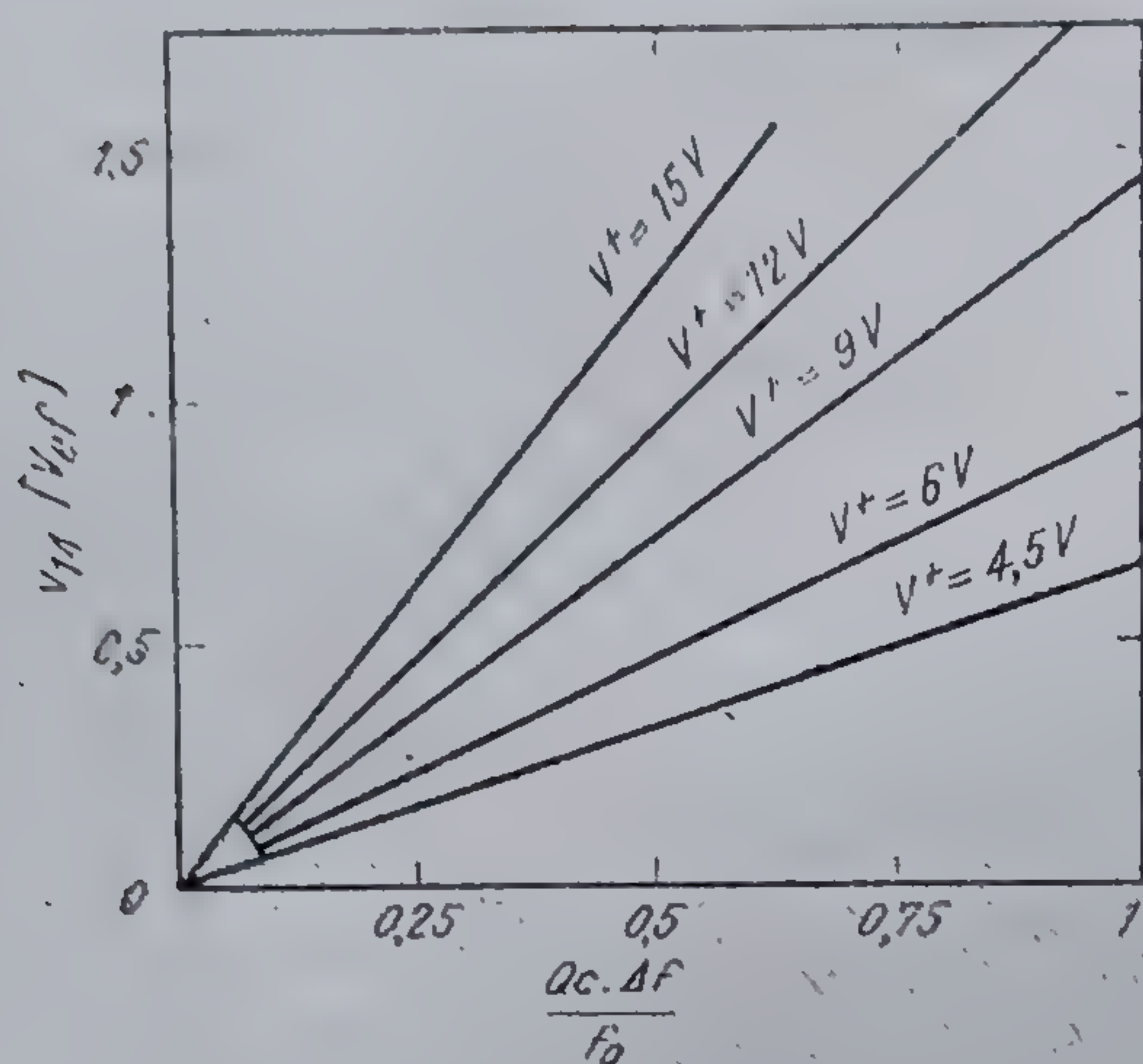
unde Q_{L0} este factorul de calitate al bobinei.

● Exemplu de calcul al unei rețele defazoare

În acest exemplu numeric elementele rețelei defazoare se vor calcula presupunînd următorul set de date tipic:

$$f_0 = 6,5 \text{ MHz},$$

$$\Delta f = 100 \text{ kHz } (\pm 50 \text{ kHz}),$$



5.24 Valoarea eficace a tensiunii de ieșire în funcție de parametrul $\frac{Q_c \Delta f}{f_0}$ pentru diverse tensiuni de alimentare.

$$V^+ = 12 \text{ V},$$

$$v_{14} = 1 \cdot V_{ef},$$

$$Q_{L0} = 60,$$

$$R_p = \infty,$$

$$R_s = 50 \text{ } \Omega.$$

Ordinea calculului este următoarea:

(a) Se determină factorul de calitate Q_c din relația 5.53:

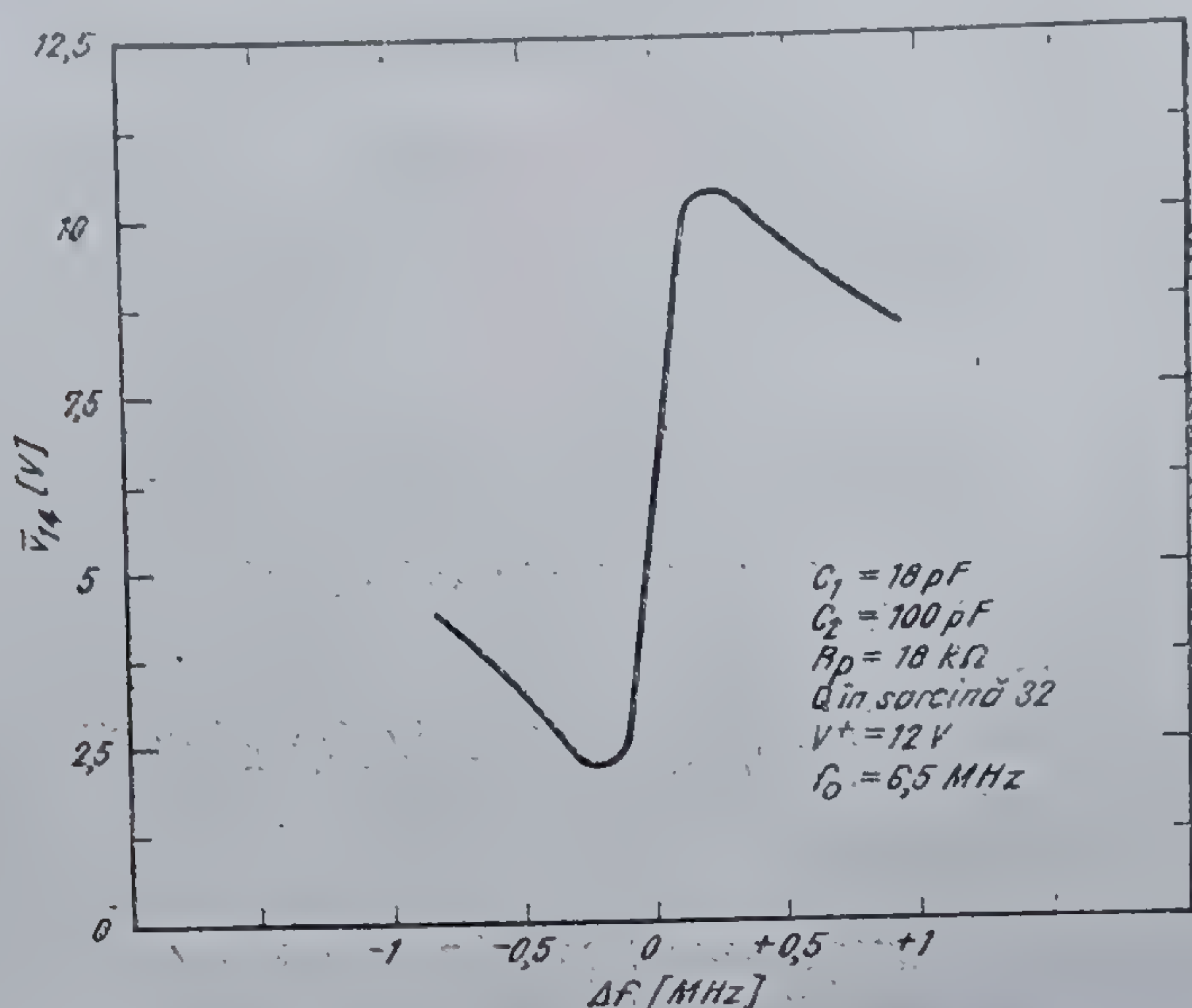
$$Q_c = \frac{f_0}{\Delta f} \cdot \frac{v_{14}}{0,18(V^+ - V_{BE})} = \frac{6,5}{0,1} \cdot \frac{1}{0,18(12 - 0,7)} = 32. \quad (5.55)$$

(b) Se determină raportul $\frac{C_1}{C_1 + C_2}$ pentru a asigura la intrarea demodulatorului 140 mV_{ef} :

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{Q_c} \cdot \frac{v_0}{v_i} = \frac{1}{32} \cdot \frac{140}{50} = 0,087. \quad (5.56)$$

(c) Se determină raportul $\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ din relația 5.54 ținând cont că $R_p = \infty$:

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \left(\frac{1}{Q_c} - \frac{1}{Q_{L0}} \right) \cdot \frac{1}{R_s \omega_0} = \left(\frac{1}{32} - \frac{1}{60} \right) \cdot \frac{1}{50 \cdot 2\pi \cdot 6,5 \cdot 10^6} = 7,1 \cdot 10^{-12}. \quad (5.57)$$



5.25 Caracteristica de transfer a demodulatorului.

(d) Se determină C_1 și C_2 din relația 5.56 și respectiv 5.57:

$$\begin{aligned} C_2 &= 82 \text{ pF}, \\ C_1 &= 7,8 \text{ pF}. \end{aligned} \quad (5.58)$$

(e) Se determină L din relația 5.47:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0 (C_1 + C_2)} = 6,7 \text{ } \mu\text{H}. \quad (5.59)$$

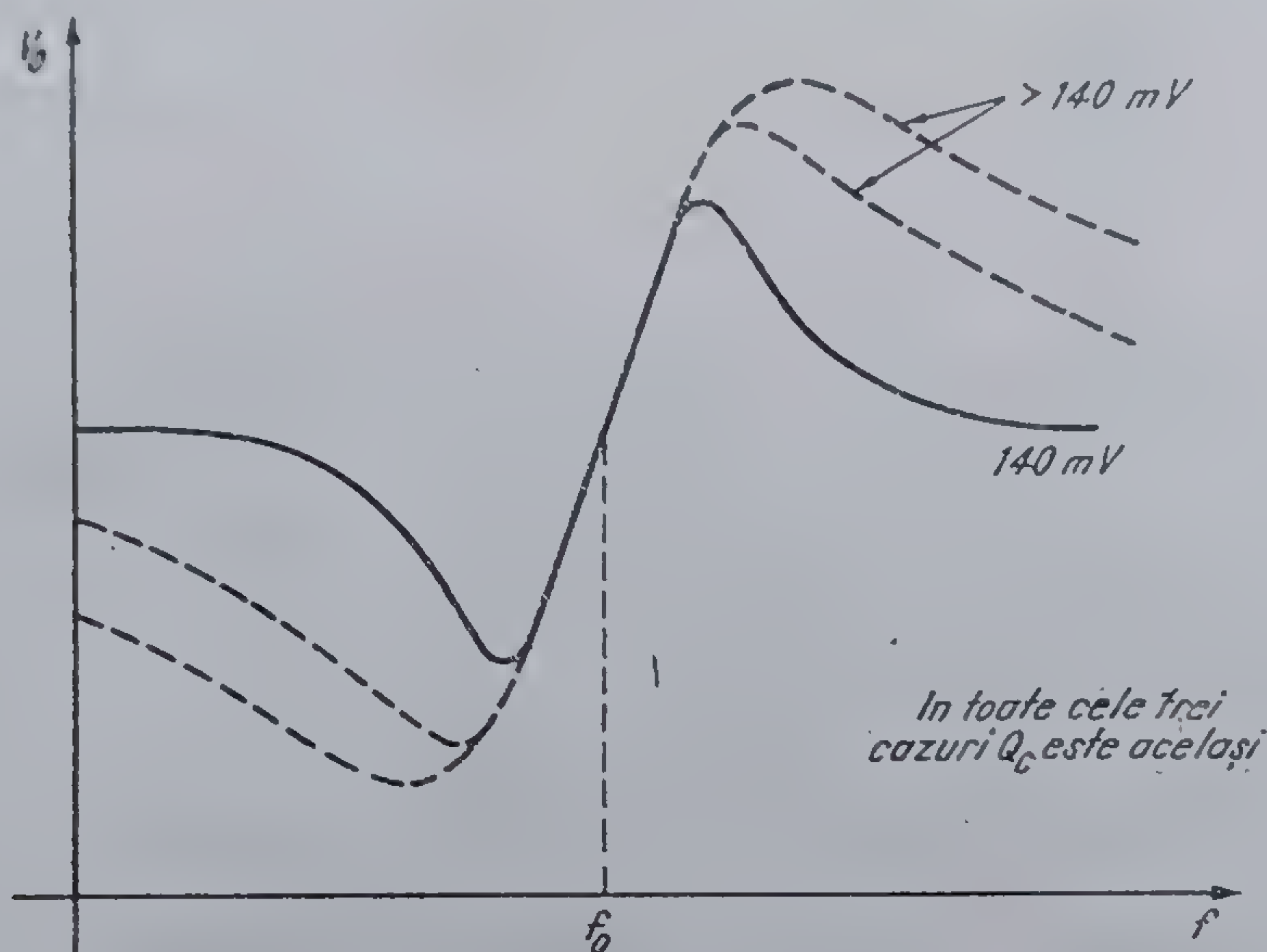
Într-un montaj practic valorile anterioare trebuie ajustate, ținând cont de elementele parazite de cablaj și de toleranțele componentelor.

• Caracteristica de transfer a demodulatorului

În figura 5.25 este prezentată caracteristica de transfer a demodulatorului în condițiile particulare indicate în desen.

Porțiunea liniară centrală corespunde zonei din jurul frecvenței f_0 a caracteristicii de fază pentru circuitul acordat (figura 5.22.b).

Dacă ne depărtăm de frecvența de rezonanță, datorită caracteristicii de amplitudine (vezi figura 5.22.a) tensiunea de ieșire a rețelei defazoare scade dar rămâne superioară valorii de $100 \text{ mV}_{\text{ef}}$ pentru defazaje cuprinse între $\pi/4$ și $3\pi/4$. În aceste puncte amplitudinea ajunge la $100 \text{ mV}_{\text{ef}}$ (-3 dB), valoare de la care amplitudinea tensiunii demodate nu mai e independentă de amplitudinea de intrare. În afara domeniului $\pi/4$, $3\pi/4$ caracteristica este rezultatul combinării efectului caracteristicii de fază care impune o creștere în continuare de amplitudine și cel al caracteristicii de frecvență care determină o scădere a acesteia.



5.26 Efectul valorii tensiunii de la ieșirea rețele defazoare asupra caracteristicii de transfer.

În figura 5.26 sînt ilustrate forme ale caracteristicii de transfer pentru tensiuni la rezonanță superioare valorii de $140 \text{ mV}_{\text{ef}}$.

Se remarcă o înrăutățire a răspunsului în afara zonei utile, unde tensiunea trebuie să revină cît mai repede la valoarea de echilibru pentru a nu avea răspunsuri parazite.

Valoarea de $140 \text{ mV}_{\text{ef}}$ corespunde unui compromis între liniaritate în domeniul util și răspunsul minimal în afara acestuia. În cazul real pe ansamblul circuitului răspunsul minimal este mult îmbunătățit de filtrul pe frecvența purtătoare care se pune la intrare.

Efectul capacităților din rețeaua defazoare asupra răspunsului minimal este prezentat în figura 5.27.a și 5.27.b.

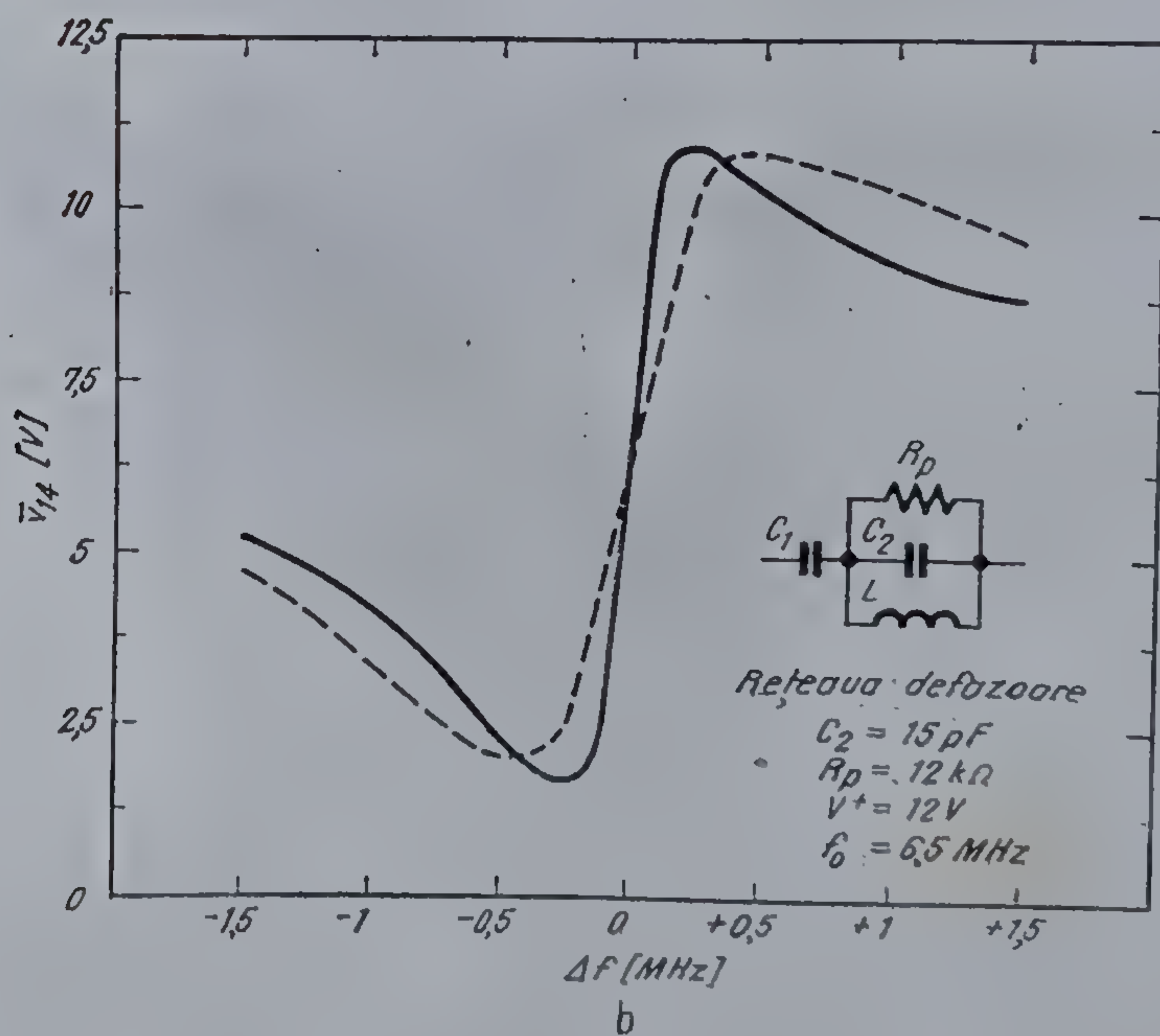
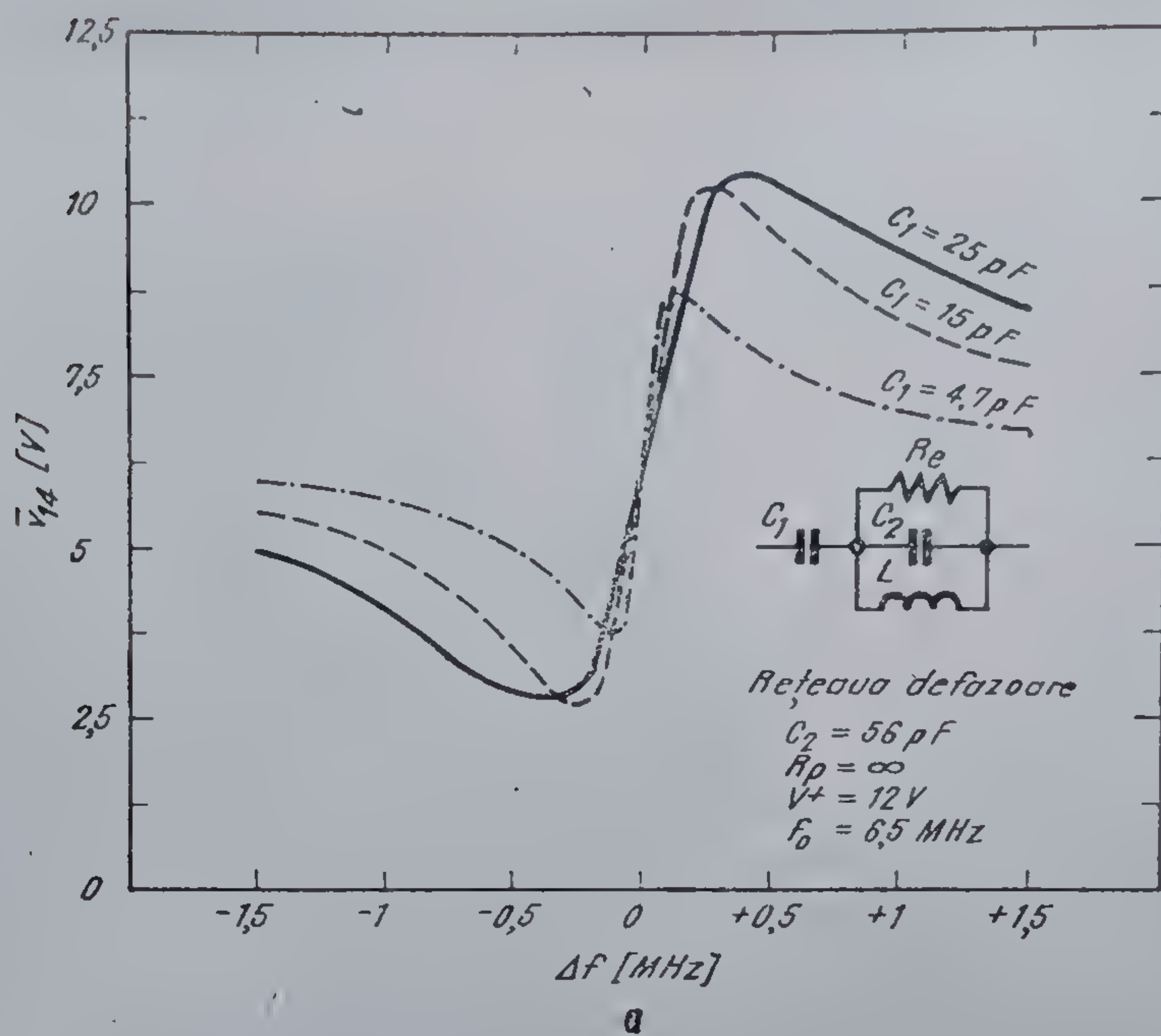
Modificările care apar se datorează pe de o parte modificării factorului de calitate (panta zonei liniare centrale) iar pe de alta valorii tensiunii de ieșire a rețelei defazoare (relația 5.51).

● Distorsiunile demodulatorului

Distorsionarea semnalului util la demodulare are trei cauze.

(a) Neliniaritatea legii de variație a fazei în funcție de frecvență, fapt care generează armonici impare. Relația ce le aproximează este¹

$$\delta \% = \frac{100}{3} \left(\frac{Q_c \Delta f}{2f_0} \right), \quad (5.60)$$



5.27 Efectul capacităților asupra răspunsului minimal al demodulatorului.
În fig. 5.27.b linia plină corespunde la $C_1 = 25 \text{ pF}$, iar cea punctată la $C_2 = 10 \text{ pF}$.

- (b) Distorsiuni datorate circuitului integrat, neglijabile față de cele anterioare.
- (c) Efectul modulației parazite de amplitudine generată de modulația de frecvență la trecerea prin circuitul acordat. În cazul particular al circuitului de măsură (vezi figura 5.34) pentru $\Delta f = \pm 50$ kHz modulația de amplitudine rezultantă este de 12%, iar distorsiunile de armonica a doua la ieșirea circuitului sînt de 0,2%.

Valorile de la punctul (a) și (c) pot fi diminuate prin utilizarea unei rețele defazoare alcătuită din două circuite cuplate.

5.3. Parametri

5.3.1. Performanțe

Mărimile care caracterizează circuitul sînt date în tabelul 5.1.

Valorile limită absolută trebuie respectate strict, deoarece depășirea lor provoacă procese distructive, ireversibile în structura circuitului, determinînd de obicei defectarea catastrofică.

Tabelul 5.1

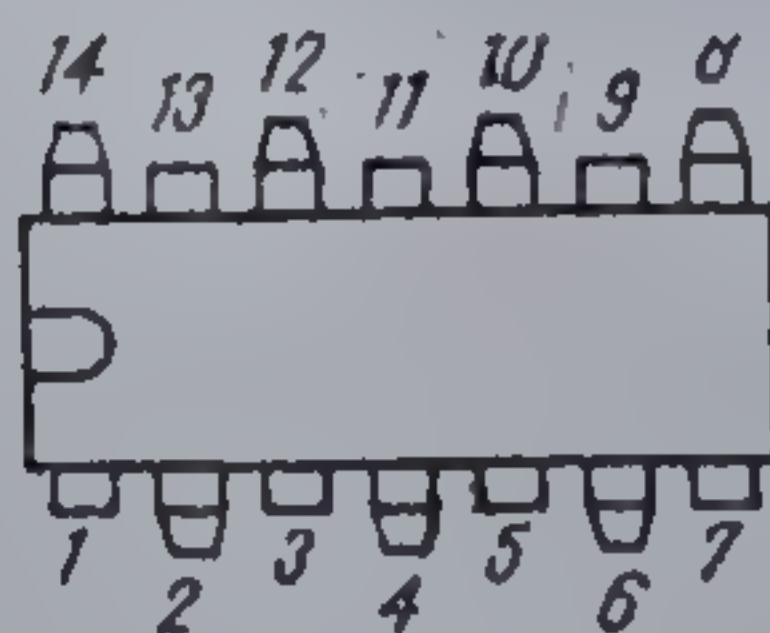
TAA 661 AMPLIFICATOR LIMITATOR ȘI DEMODULATOR MF PENTRU SUNET TV

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare maximă	15 V
Temperatura maximă a joncțiunii	+125°C
Gama temperaturilor de funcționare	0°C ... +7°C
Gama temperaturilor de stocare	-20°C ... +150°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

TAA 661



Capsulă TO-116 split-DIP
vedere de sus

1. Dezaccentuare	8. Ieșire amplificator FI
2. Decuplare	9. Masă
3. Neconectat	10. Neconectat
4. Neconectat	11. Neconectat
5. Decuplare	12. Intrare demodulator
6. Intrare FI	13. V+
7. Decuplare	14. Ieșire AF

Tabelul 3.1 (continuare)
TAA 661

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$, $f_0 = 6,5 \text{ MHz}$, $f_m = 1 \text{ kHz}$, $V^+ = 12 \text{ V}$)

Mărimea	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea de alimentare	V^+		6		15	V
Curentul de alimentare	I_{13}	$V^+ = 6 \text{ V}$		10		mA
		$V^+ = 9 \text{ V}$		12		mA
		$V^+ = 12 \text{ V}$		17	30	mA
Tensiunea de audiofrecvență disponibilă la ieșire	v_{14}	$v_0 = 10 \text{ mV}$ $\Delta f = \pm 15 \text{ kHz}$	0,22	0,36		V _{ef}
Tensiunea de intrare, la 3 dB, înainte de limitare	v_0 (3dB)			50	250	μV_{ef}
Rejecția modulației de amplitudine		$v_0 = 10 \text{ mV}$ $m = 0,3$ $\Delta f = \pm 15 \text{ kHz}$	30	40		dB
Distorsiunile armonice		$v_0 = 10 \text{ mV}$ $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$			2	%
Rezistența de intrare	R_{in}			2,5		k Ω
Capacitatea de intrare	C_{in}			9		pF
Rezistența de ieșire	R_0			100		Ω
Rezistența de integrare a rețelei de dezaaccentuare	R_{21}			8,5		k Ω
Nivelul continuu de ieșire	V_{14}	$V^+ = 15 \text{ V}$	4,5	7,15	11	V

Notă: Acești parametri sînt măsurați cu circuitele din figurile 5.33 și 5.34.

CARACTERISTICI TERMICE

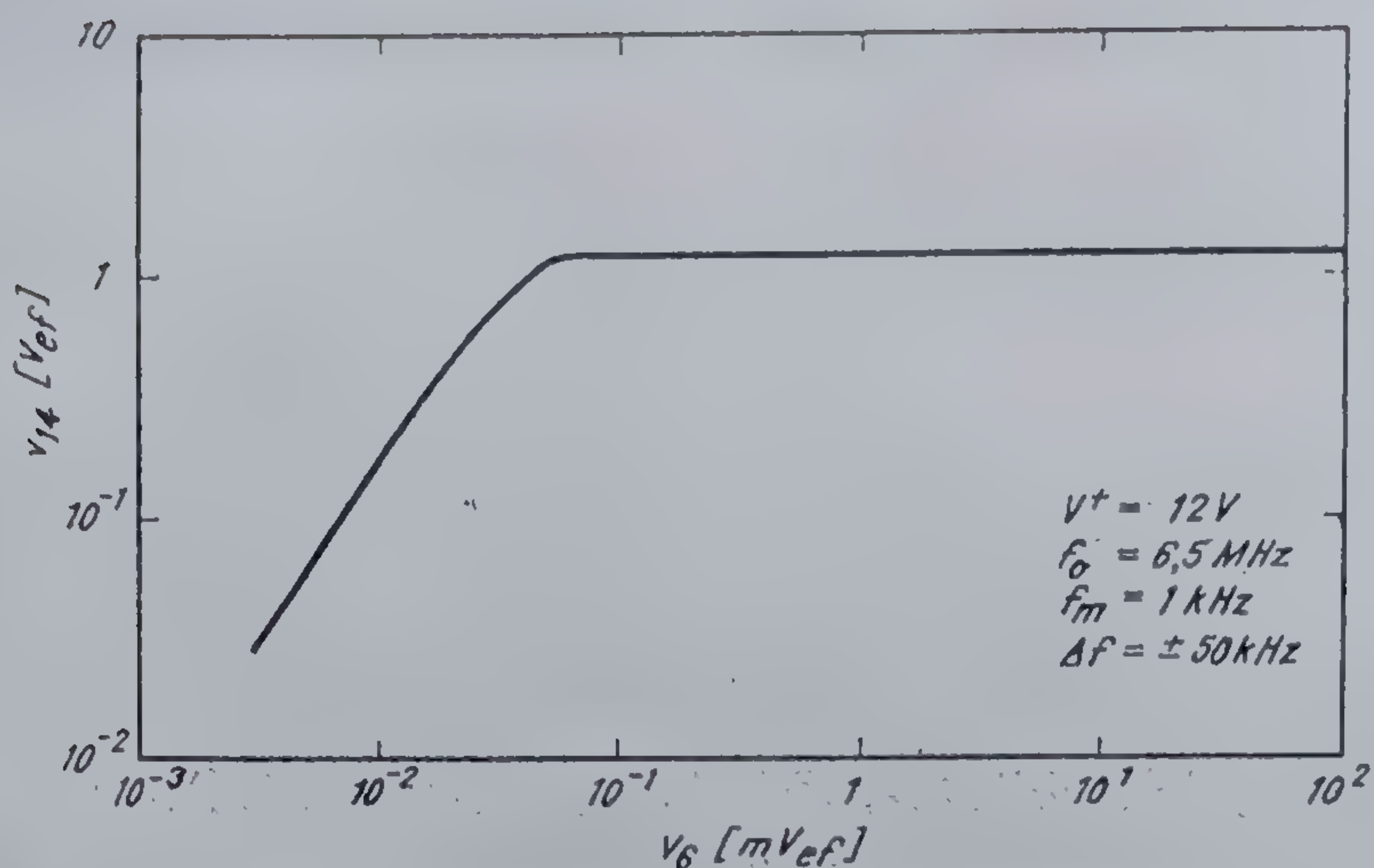
Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{th,j-a}$ (max)	200	$^\circ\text{C/W}$
--------------------------------------	-----------------------	-----	--------------------

În fig. 5.28 este reprezentată tensiunea de ieșire de audiofrecvență, în funcție de tensiunea la intrare pentru $V^+ = 12 \text{ V}$; $f_0 = 6,5 \text{ MHz}$; $f_m = 1 \text{ kHz}$; $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$.

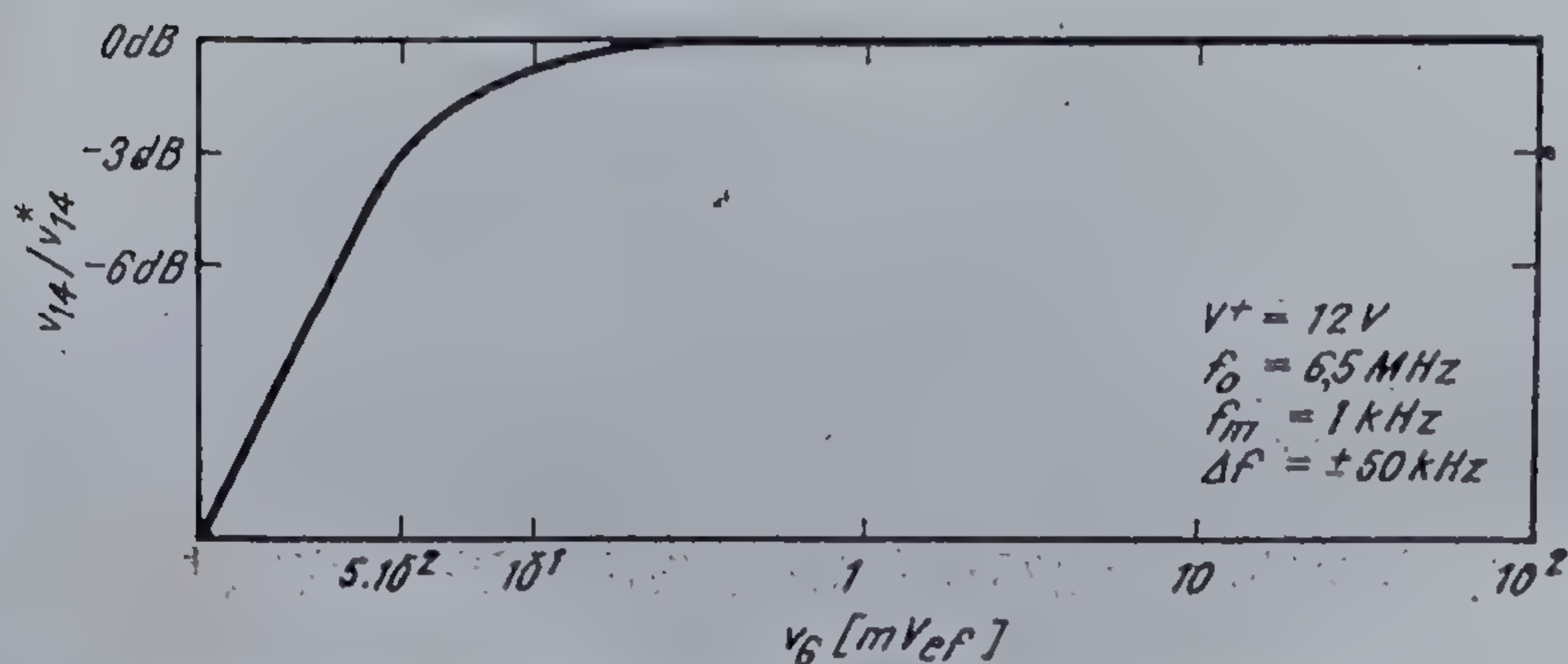
În figura 5.29 este reprezentată caracteristica tipică de limitare, normată, pentru $V^+ = 12 \text{ V}$, $f_0 = 6,5 \text{ MHz}$, $f_m = 1 \text{ kHz}$; $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$, unde v_{14} este valoarea maximă a tensiunii eficace la ieșire.

În figura 5.30 este reprezentată valoarea rejecției modulației de amplitudine în funcție de tensiunea de la intrare pentru $V^+ = 12 \text{ V}$; $f_0 = 6,5 \text{ MHz}$ cu $f_m = 1 \text{ kHz}$ și $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$ pentru semnalul MF și $f_m = 1 \text{ kHz}$ și $m = 0,3$ pentru semnalul MA.

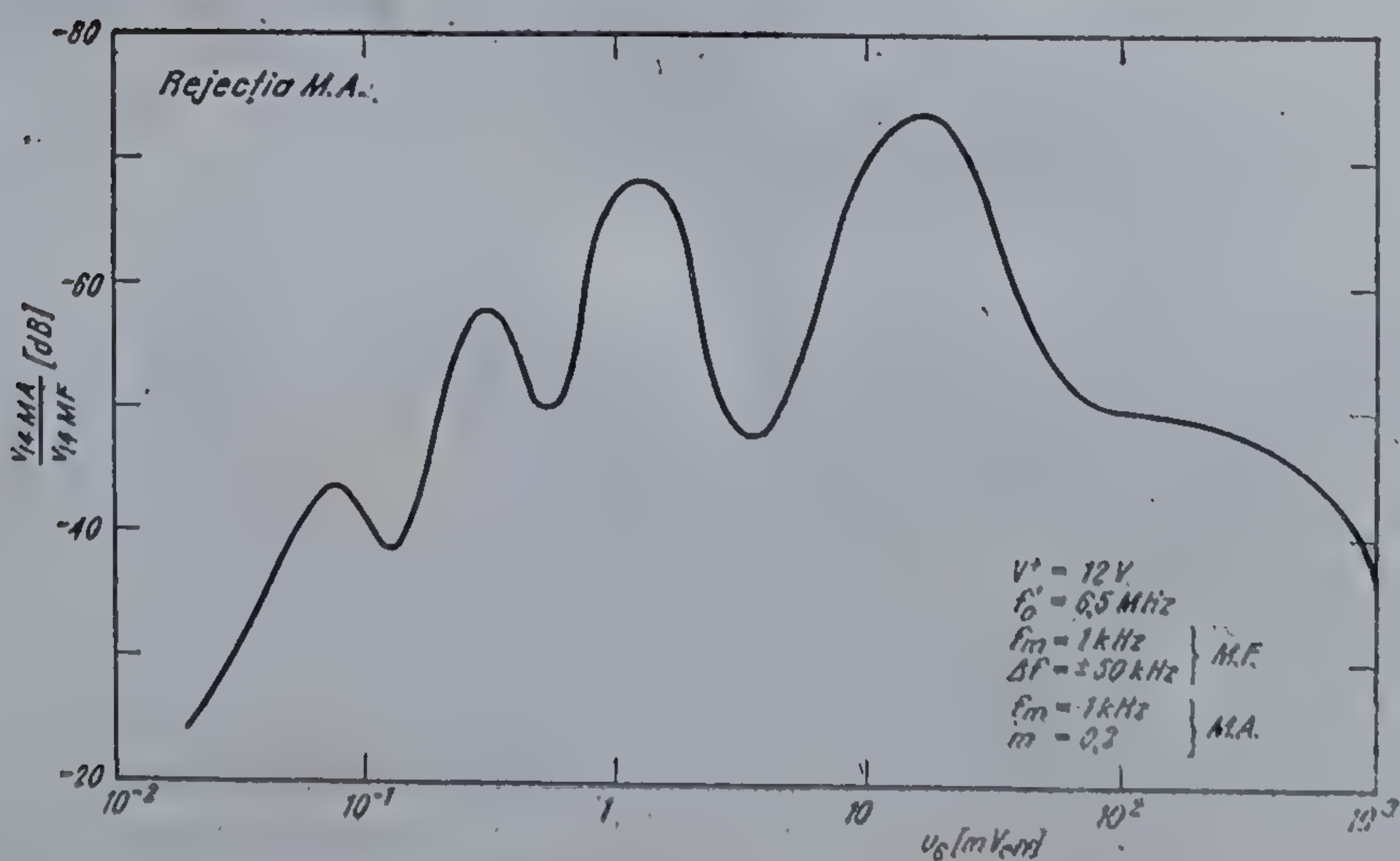
În figura 5.31 este reprezentată curba de variație a distorsiunilor armonice în funcție de deviația de frecvență a semnalului modulator pentru $V^+ = 12 \text{ V}$; $f_0 = 6,5 \text{ MHz}$, $f_m = 1 \text{ kHz}$, $v_0 = 10 \text{ mV}_{\text{ef}}$.



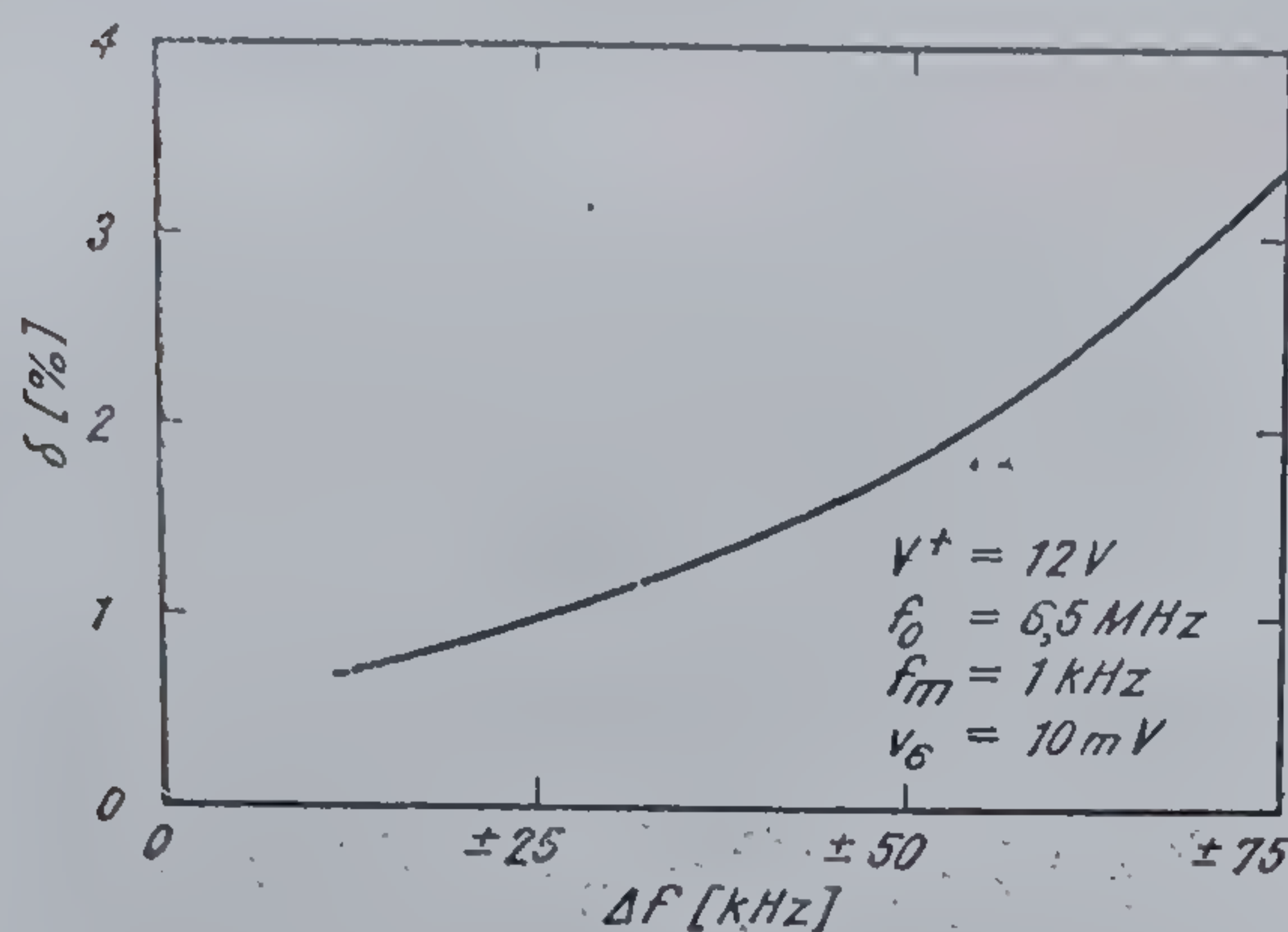
5.28 Caracteristica de limitare a amplificatorului.



5.29 Caracteristica de limitare normalată a amplificatorului.



5.30 Rejecția modulației de amplitudine.

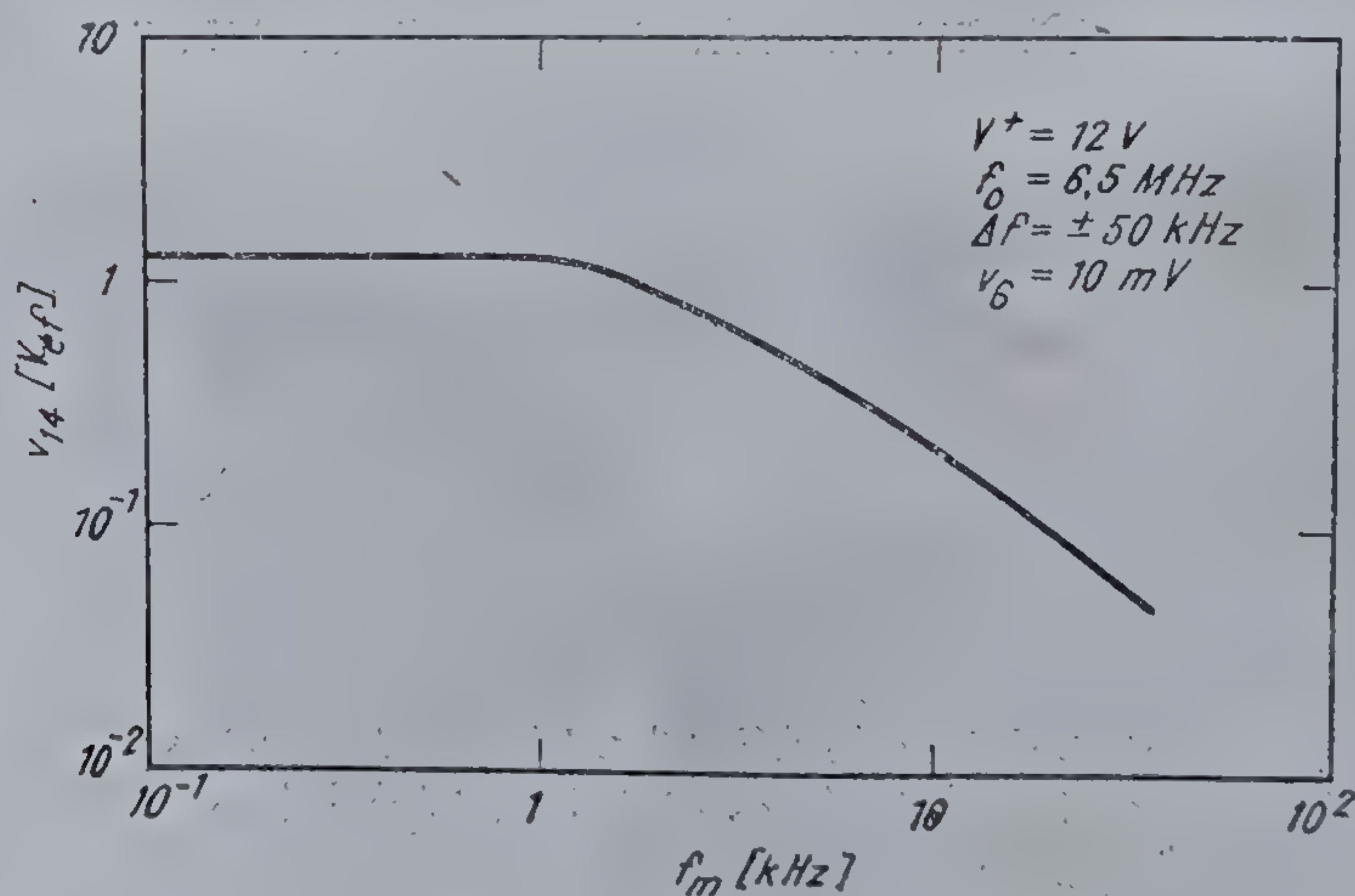


5.31 Distorsiunile armonice în funcție de deviația de frecvență.

În figura 5.32 este reprezentată curba de variație a tensiunii de ieșire în funcție de frecvența de modulare pentru $V^+ = 12 V$, $f_0 = 6,5 MHz$, $\Delta f = 50 kHz$, $v_6 = 10 mV$.

Scăderea amplitudinii la frecvențe ridicate este rezultatul acțiunii condensatorului de dezaccentuare cuplat la ieșirea demodulatorului.

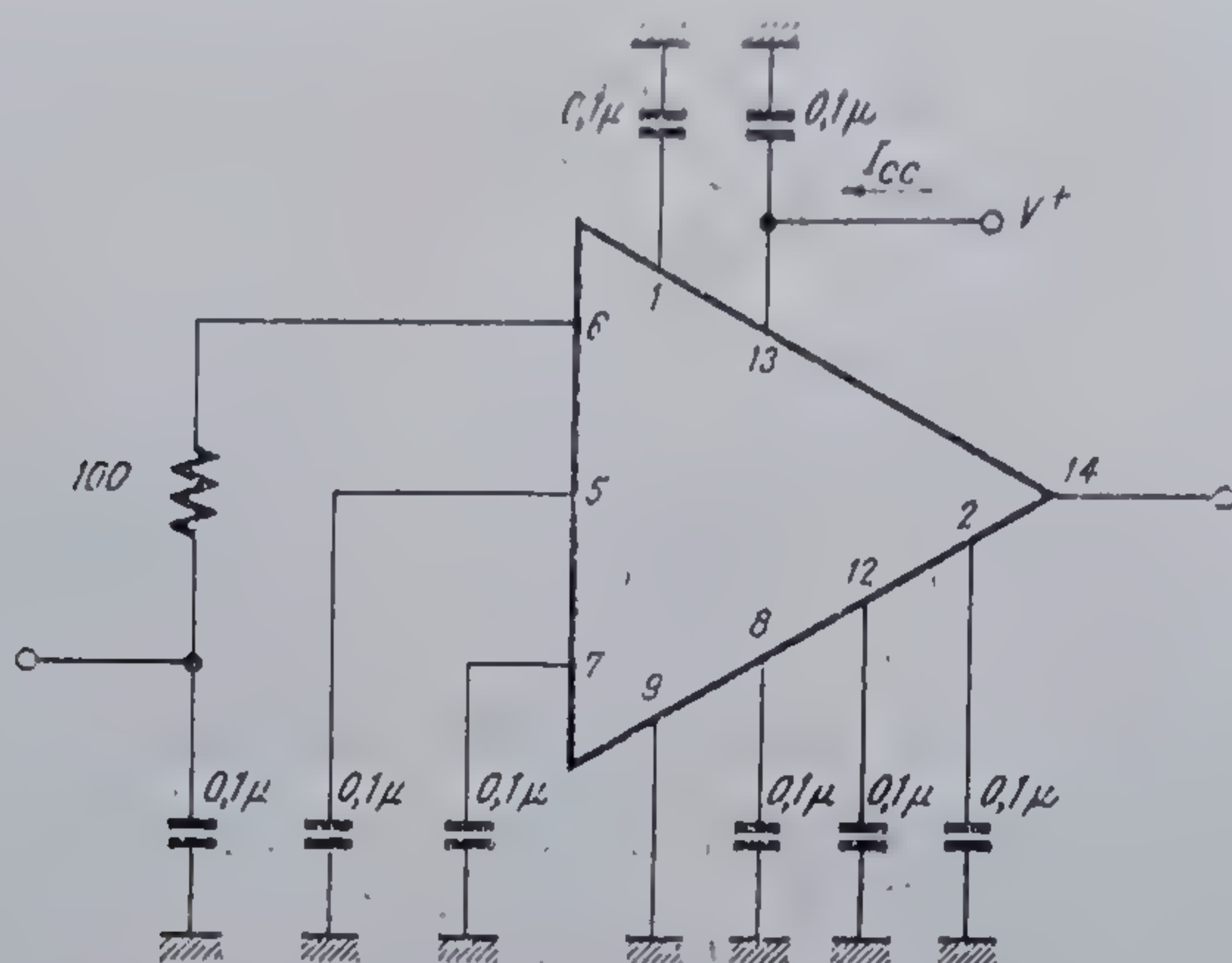
Diagramele din figurile anterioare au fost ridicate cu ajutorul montajului din figura 5.34.



5.32 Efectul condensatorului de dezaccentuare asupra tensiunii de ieșire.

5.3.2. Măsurări la fabricant³

Aceste măsurători se efectuează la IPRS-BĂNEASA asupra fiecărui circuit. În funcție de îndeplinirea condițiilor indicate în cele ce urmează circuitul este considerat livrabil sau nu.



5.33 Montaj de măsură a parametrilor statici.

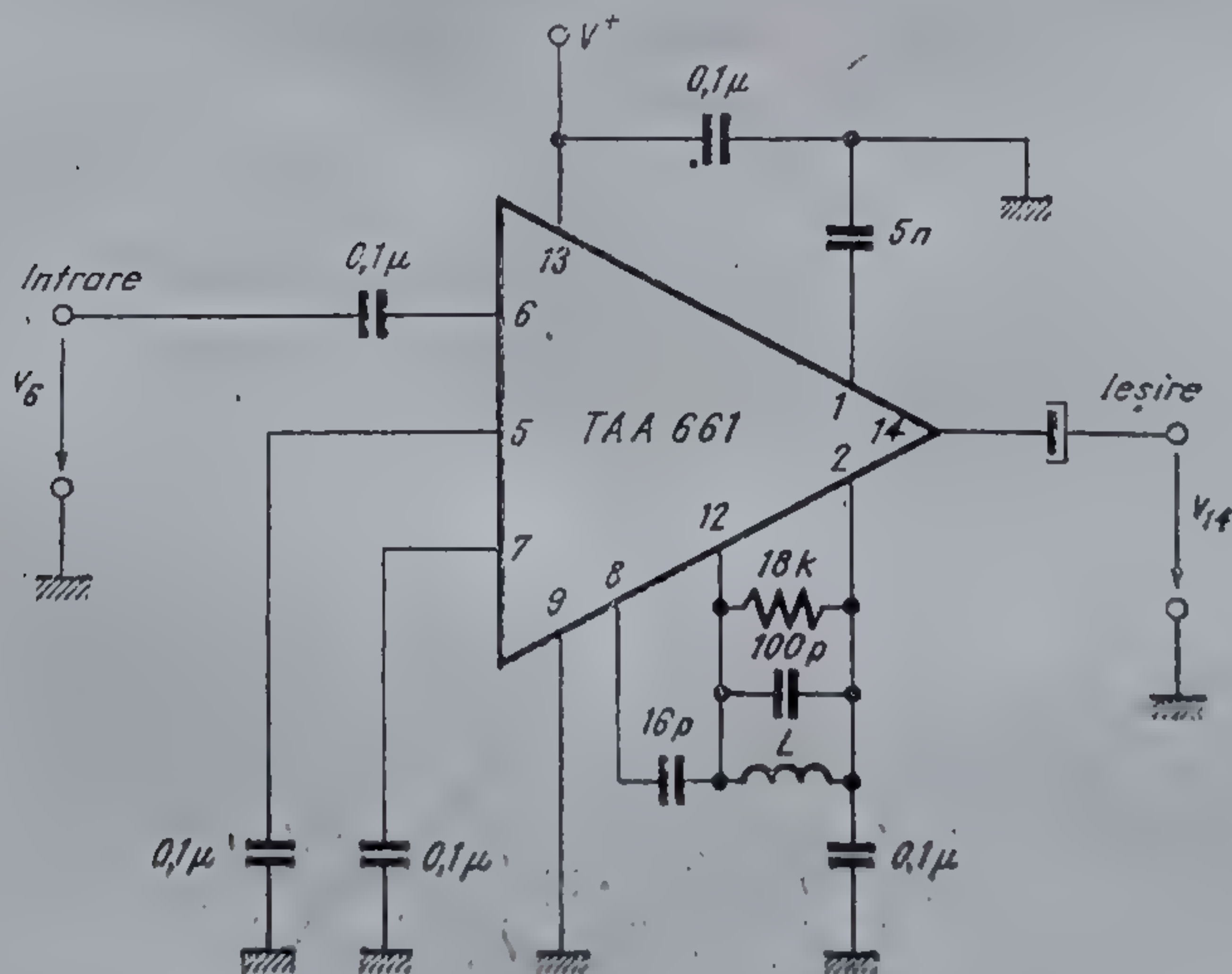
Parametrii statici se măsoară cu montajul din figura 5.33, iar cei dinamici cu cel din figura 5.34.

(1) Curentul de alimentare I_{CC}

Se măsoară cu montajul din figura 5.33.

Pentru $V^+ = 12\text{ V}$, trebuie îndeplinită dubla inegalitate:

$$9\text{ mA} \leq I_{CC} \leq 30\text{ mA}.$$



5.34 Montaj de măsură a parametrilor dinamici.

(2) Nivelul continuu de la ieșire V_{14}

Se determină cu montajul din figura 5.33 cu terminalele 2 și 12 scurt-circuitate.

Pentru $V^+ = 15$ V trebuie îndeplinită dubla inegalitate:

$$4,5 \text{ V} \leq V_{14} \leq 11 \text{ V}.$$

(3) *Tensiunea de audiofrecvență disponibilă la ieșire v_{14}*

Se determină cu montajul din figura 5.34 în următoarele condiții:

$$V^+ = 12 \text{ V},$$

$$f_0 = 6,5 \text{ MHz},$$

$$f_m = 1 \text{ kHz},$$

$$\Delta f = \pm 15 \text{ kHz},$$

$$v_0 = 10 \text{ mV}_{\text{ef}}.$$

Se măsoară valoarea eficace a tensiunii de la ieșire și se verifică dacă este îndeplinită inegalitatea:

$$v_{14} \geq 220 \text{ mV}_{\text{ef}}.$$

(4) *Tensiunea de intrare la 3 dB, înainte de limitare, v_6 (3 dB)*

Se determină cu montajul din figura 5.34 în următoarele condiții:

$$V^+ = 12 \text{ V},$$

$$f_0 = 6,5 \text{ MHz},$$

$$f_m = 1 \text{ kHz},$$

$$\Delta f = \pm 15 \text{ kHz}.$$

Se măsoară valoarea eficace a tensiunii de la ieșire pentru $v_6 = 10 \text{ mV}_{\text{ef}}$.

Se diminuează tensiunea de la intrare pînă se obține o scădere cu 3 dB a tensiunii de ieșire.

Se măsoară valoarea eficace a tensiunii de la intrare în acest caz și se verifică dacă este îndeplinită inegalitatea

$$v_6 \leq 250 \text{ } \mu\text{V}_{\text{ef}}.$$

(5) *Rejecția modulației de amplitudine*

Se determină cu montajul din figura 5.34 prin două măsurători, pentru $V^+ = 12$ V.

a. Se aplică la intrare un semnal MF, cu următoarele caracteristici:

$$f_0 = 6,5 \text{ MHz},$$

$$f_m = 1 \text{ kHz},$$

$$\Delta f = \pm 15 \text{ kHz},$$

$$v_0 = 10 \text{ mV}_{\text{ef}}.$$

Se măsoară tensiunea eficace la ieșire v_{14MP} .

b. Se aplică la intrare un semnal MA , cu următoarele caracteristici:

$$f_0 = 6,5 \text{ MHz},$$

$$m = 30\%,$$

$$v_0 = 10 \text{ mV}_{\text{ef}}.$$

Se măsoară tensiunea eficace la ieșire v_{14MA} cu ajutorul unui voltmetru selectiv acordat pe 1 kHz.

Se verifică dacă este îndeplinită inegalitatea

$$20 \log \frac{v_{14MF}}{v_{14MA}} \geq 30 \text{ dB}.$$

(6) Distorsiunile armonice

Se determină cu montajul din figura 5.34 în următoarele condiții:

$$V_+ = 12 \text{ V},$$

$$f_0 = 6,5 \text{ MHz},$$

$$f_m = 1 \text{ kHz},$$

$$\Delta f = \pm 50 \text{ kHz},$$

$$v_0 = 10 \text{ mV}_{\text{ef}}.$$

Se măsoară factorul de distorsiuni al semnalului de audiofrecvență de la ieșire și se verifică dacă este îndeplinită inegalitatea:

$$\delta \leq 2\%$$

Notă: În măsurătorile care implică valori ale tensiunii eficace la ieșire trebuie acordată o mare atenție condițiilor de măsură, în speță deviației de frecvență.

Unele din măsurători se fac la $\Delta f = \pm 15 \text{ kHz}$, iar altele la $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$. Datorită liniarității demodulatorului raportul $\frac{v_{14}(50 \text{ kHz})}{v_{14}(15 \text{ kHz})}$

este identic cu raportul deviațiilor de frecvență $\left(\frac{50 \text{ kHz}}{15 \text{ kHz}} = 3,3 \right)$.

Acest fapt explică, în cazul materialului de față, aparenta neconcordanță între valorile determinate pentru tensiunea de audiofrecvență disponibilă la ieșire și rejectia modulației de amplitudine și aspectul diagramelor din figurile 5.28 și 5.30.

Același aspect trebuie avut în vedere și când se compară performanțele a două circuite similare fabricate de firme diferite.

5.3.3. Măsurări la utilizator

Aceste măsurători au ca scop verificarea cu o anumită probabilitate a funcționării corecte a circuitului, utilizând scheme de măsură simplificate. Ele nu caracterizează complet funcționarea circuitului, dar dau informații asupra prezenței unor defecte majore.

• Verificarea punctelor statice de funcționare

Cu ajutorul unui instrument de curent continuu cu $R_i \geq 20 \text{ k}\Omega/\text{V}$ se controlează prezența următoarelor tensiuni continue pe terminalele circuitului, pentru montajul din figura 5.35, pentru $V^+ = 12 \text{ V}$:

$$V_1 = 6,3 \text{ V};$$

$$V_2 = V_{12} = 3,5 \text{ V};$$

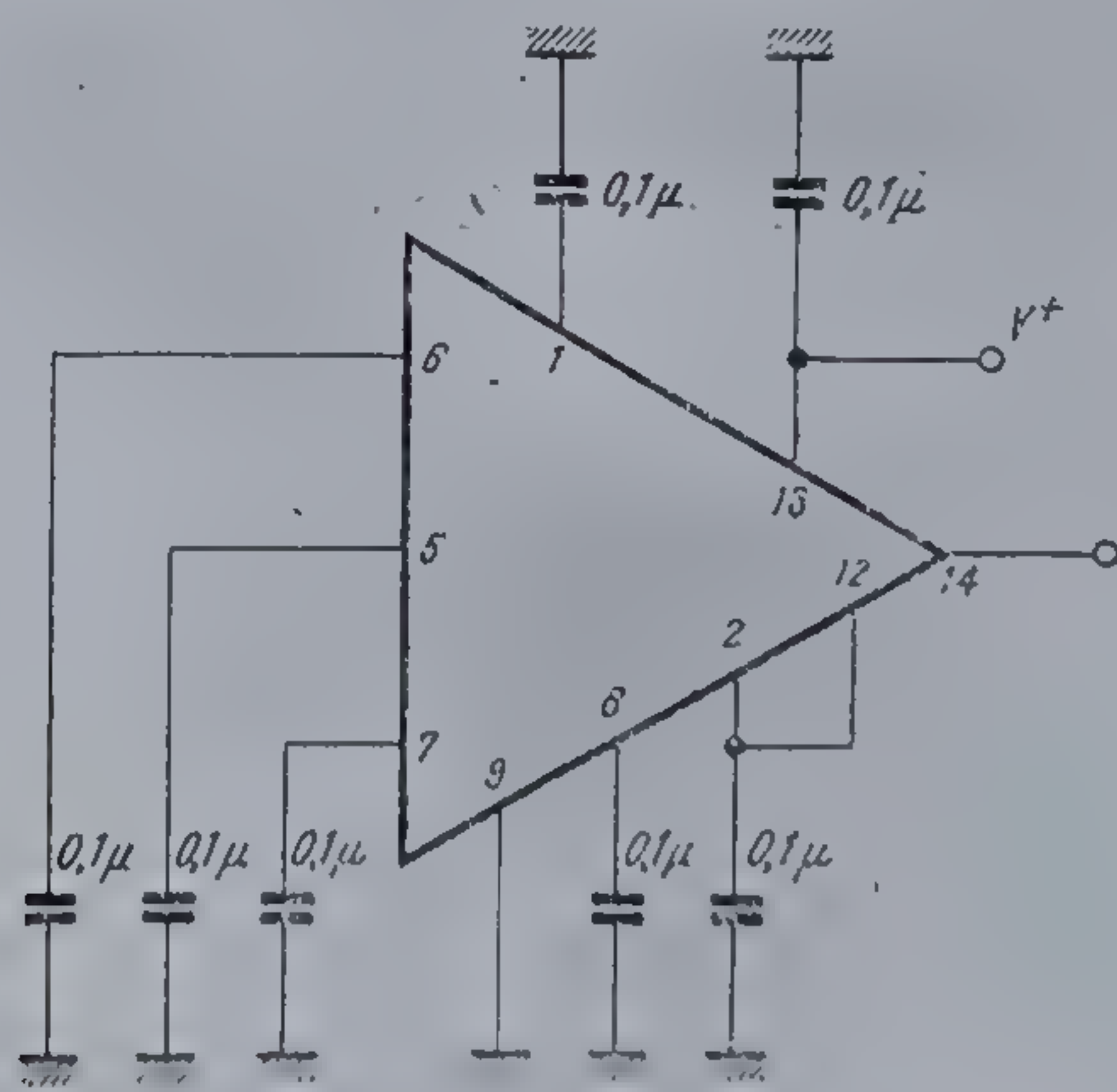
$$V_5 = V_6 = V_7 = 1,4 \text{ V};$$

$$V_8 = 0,11 \text{ V};$$

$$V_{14} = 5,6 \text{ V}.$$

• Verificarea funcțională

Se utilizează montajul de măsură din figura 5.34 alimentat cu $V^+ = 12 \text{ V}$ și în care $L = 6 \text{ }\mu\text{H}$ cu $Q_0 \geq 50$.



5.35 Montaj de măsură rapidă a circuitului.

(1) Se scurtcircuitează borna de intrare la masă și se măsoară componenta de curent continuu pe terminalul 14.

(2) După îndepărtarea scurtcircuitului se aplică la intrare un semnal cu frecvența de 6,5 MHz. Se modifică frecvența generatorului până la maxi-

mum ± 3 MHz în jur de 6,5 MHz, zonă în care trebuie să apară o curbă în S suprapusă peste componenta de curent continuu la terminalul 14 (măsurată la punctul anterior) și cu o amplitudine vîrf-vîrf de peste 2 V și un ecart de frecvență între vîrfuri de 200 ... 500 kHz.

Dacă se dorește o caracterizare completă a circuitului se vor repeta de către utilizator măsurătorile de la fabricant.

5.4. Aplicații

5.4.1. Amplificator *FI* — sunet — în televizorul cu circuite integrate

Modulul „cale sunet” din televizorul cu circuite integrate fabricat de *ELECTRONICA* conține amplificatorul de frecvență intermediară și etajul final de audiofrecvență.

Partea de *FI* a acestui modul este prezentată în figura 5.36.

În reprezentarea schemei s-a urmărit ca topologia elementelor să fie asemănătoare cu cea din schema televizorului.

• Funcționarea și rolul elementelor pasive

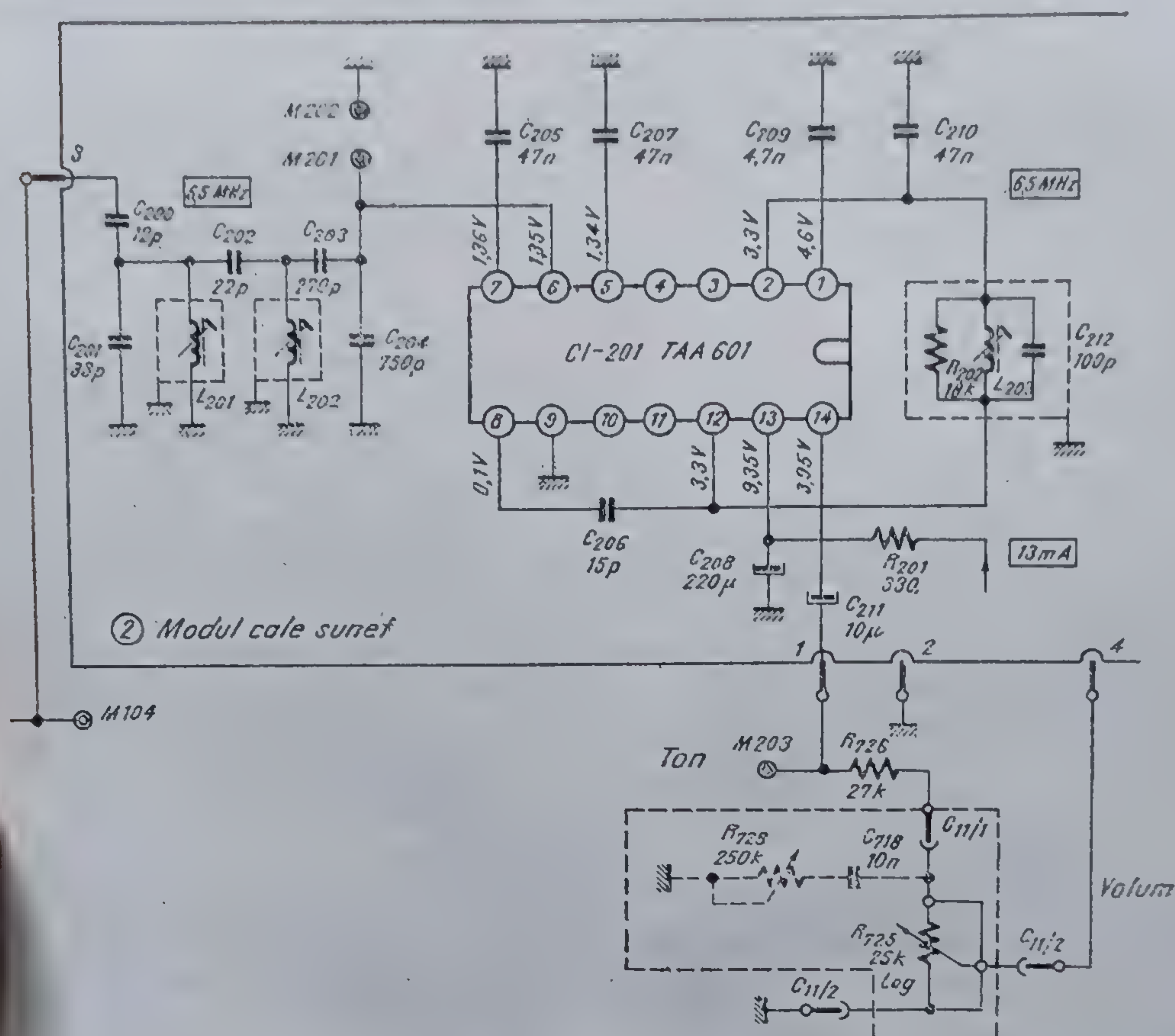
Deși rolul unor componente pasive adiacente circuitului integrat a fost prezentat în paragrafele anterioare, se va face o revenire asupra lor în contextul acestei scheme de utilizare.

Semnalul de frecvență intermediară sunet (*FI*) de 6,5 MHz este extras din semnalul video pozitiv prezent la terminalul 8 al modului de *FI* cale comună cu ajutorul filtrului de bandă de la intrarea circuitului integrat. Filtrul de bandă este constituit din circuitele acordate L_{201} , C_{201} și L_{202} , C_{203} serie cu C_{204} cuplate capacitiv prin C_{202} . Intrarea în filtru se face capacitiv prin C_{200} , iar semnalul de ieșire este cules prin divizorul capacitiv C_{202} , C_{203} . Folosirea divizorului C_{202} , C_{203} de raport 1/3,8 servește la adaptarea secundarului filtrului de bandă la impedanța de intrare scăzută a circuitului integrat.

Pentru diminuarea zgomotului provenit din bătăile semnalelor de frecvențe adiacente frecvenței centrale de 6,5 MHz se utilizează bobine cu $Q_0 > 100$, obținîndu-se în acest mod o bună selectivitate a filtrului de bandă. Astfel, banda de răspuns a filtrului de bandă este mai mică sau egală cu 400 kHz la -30 dB și de aproximativ 150 kHz la 3 dB.

Condensatorul C_{205} , conectat între terminalul 7 și masă asigură impedanța scăzută la frecvențe înalte pentru sursa de polarizare de 1,4 V a bazelor tranzistoarelor Q_1 , Q_6 , Q_9 , Q_{12} și Q_{20} din circuitul integrat (vezi figura 5.3).

Condensatorul C_{207} , conectat între terminalul 5 și masă realizează reacția totală în domeniul frecvențelor joase, iar condensatorul C_{210} conectat între terminalul 2 și masă decuplează baza tranzistorului Q_3 din sursa stabilizată.



5.36 Amplificatorul de FI al televizorului cu circuite integrate.

Grupul C_{206} , C_{212} , L_{203} (grupul defazor necesar funcționării detectorului sensibil la fază) prelucrează semnalul de FI amplificat, prezent la terminalul 8, furnizându-l apoi detectorului la terminalul 12. El este acordat pe 6,5 MHz.

Rezistența R_{202} amortizează circuitul acordat pentru a realiza o curbă în S practic independentă la toleranțele pieselor folosite, cu o distanță între vîrfuri de aproximativ 240 kHz.

Condensatorul C_{208} conectat între terminalul 1 și masă împreună cu rezistența de sarcină R_{21} (vezi figura 5.3) a multiplicatorului realizează circuitul de dezaccentuare al semnalului de audiofrecvență (AF) cu o constantă de timp apropiată de cea standardizată de 50 μs.

Semnalul de AF de la terminalul 14 se aplică terminalului 7 al circuitului integrat TBA 790 (din etajul final de audiofrecvență) după ce a fost separat de componenta continuă prin C_{211} și reglat cu potențiometrul de volum R_{725} :

R_{726} servește pentru stabilirea plajei de reglaj a potențiometrului de volum (22... 56 k Ω).

Grupul opțional R_{728} , C_{718} realizează un reglaj de ton „prin tăierea frecvențelor înalte”.

Condensatorul C_{208} împreună cu rezistența R_{201} constituie o celulă de filtraj care împiedică o reacție parazită prin alimentare datorită consumului variabil și ridicat al etajului final de audiofrecvență.

● Performanțele amplificatorului de *FI* sunet

- (a) Sensibilitatea la intrare la M_{104} pentru 3 dB înainte de intrarea în limitări mai bună de 100 μ V.
- (b) Tensiunea de *AF* (la M_{203}) pentru o deviație de frecvență de ± 15 kHz este mai mare de 200 mV.
- (c) Atenuarea modulației parazite de *MA* la o deviație de frecvență de 15 kHz și un semnal de intrare de 2 mV este mai bună de 40 dB.

● Defectele care pot surveni în amplificatorul de *FI* sunet și unele din cauzele posibile

(a) lipsă sunet

- întreruperi C_{200} , C_{202} , C_{203} , C_{208} , L_{203} , C_{212} , R_{201} , C_{211} , R_{726} ;
- scurtcircuit C_{201} , C_{204} , C_{205} , C_{207} , C_{208} , C_{210} , C_{212} ;

(b) sunet slab

- scurtcircuit C_{200} (se strică și sincronizarea TV) C_{202} , C_{211} ;
- întreruperi C_{201} , C_{204} , L_{201} , L_{202} , C_{201} ;

(c) sunet distorsionat

- bobina L_{203} dezacordată aproape complet;

(d) oscilație pe înaltă frecvență

- întreruperi C_{205} , C_{207} , C_{210} .

În cazul în care există perturbări în funcționare fără ca vreunul din elementele anterioare să fie defect, iar tensiunile la terminalele circuitului TAA 661 sînt corecte, defectul trebuie căutat în etajul final de *AF*.

În cazul unor tensiuni care nu corespund celor de pe schemă (măsurătoarea se face cu un instrument cu $R_i > 20$ k Ω /V) se înlocuiește circuitul.

● Posibilități de reglare ale bobinelor L_{201} , L_{202} și L_{203} fără aparate de măsurare

Observație: Nu se recomandă efectuarea reglajelor descrise în continuare pentru modulele a căror defectiuni nu au fost determinate de componentele din circuitele acordate.

Etapele care trebuie urmate, considerînd un dezacord total, sînt următoarele:

(a) *reglajul brut*

- se reglează televizorul pe imagine optimă din butonul de acord;
- se poziționează potențiometrul de volum pe poziția de maximum;
- se reglează L_{203} , L_{202} , L_{201} pentru sunet maxim în ordinea scrisă (plaja de acord a bobinei L_{201} este foarte largă).

(b) *reglaj fin*

- se dezacordează televizorul spre o imagine cu trenă pînă ajungem la un sunet fără mult zgomot;
- se reglează din nou L_{203} , L_{202} , L_{201} în aceeași ordine, dar pentru claritate maximă a sunetului.

Se repetă reglajele de la punctul *b* de mai multe ori pînă cînd plaja de reglaj a bobinei L_{201} devine mică. În această situație se insistă asupra reglării celor 3 bobine și în special a lui L_{203} .

5.4.2. Radioreceptor pentru modulație de frecvență¹

În principiu, un radioreceptor pentru modulație de frecvență cuprinde următoarele blocuri:

- blocul *UUS*;
- amplificatorul limitator de *FI* (eventual cu limitator dacă demodulatorul nu este de tip autolimitator cum ar fi detectorul de raport);
- demodulatorul de *MF*;
- etajul final de *AF*.

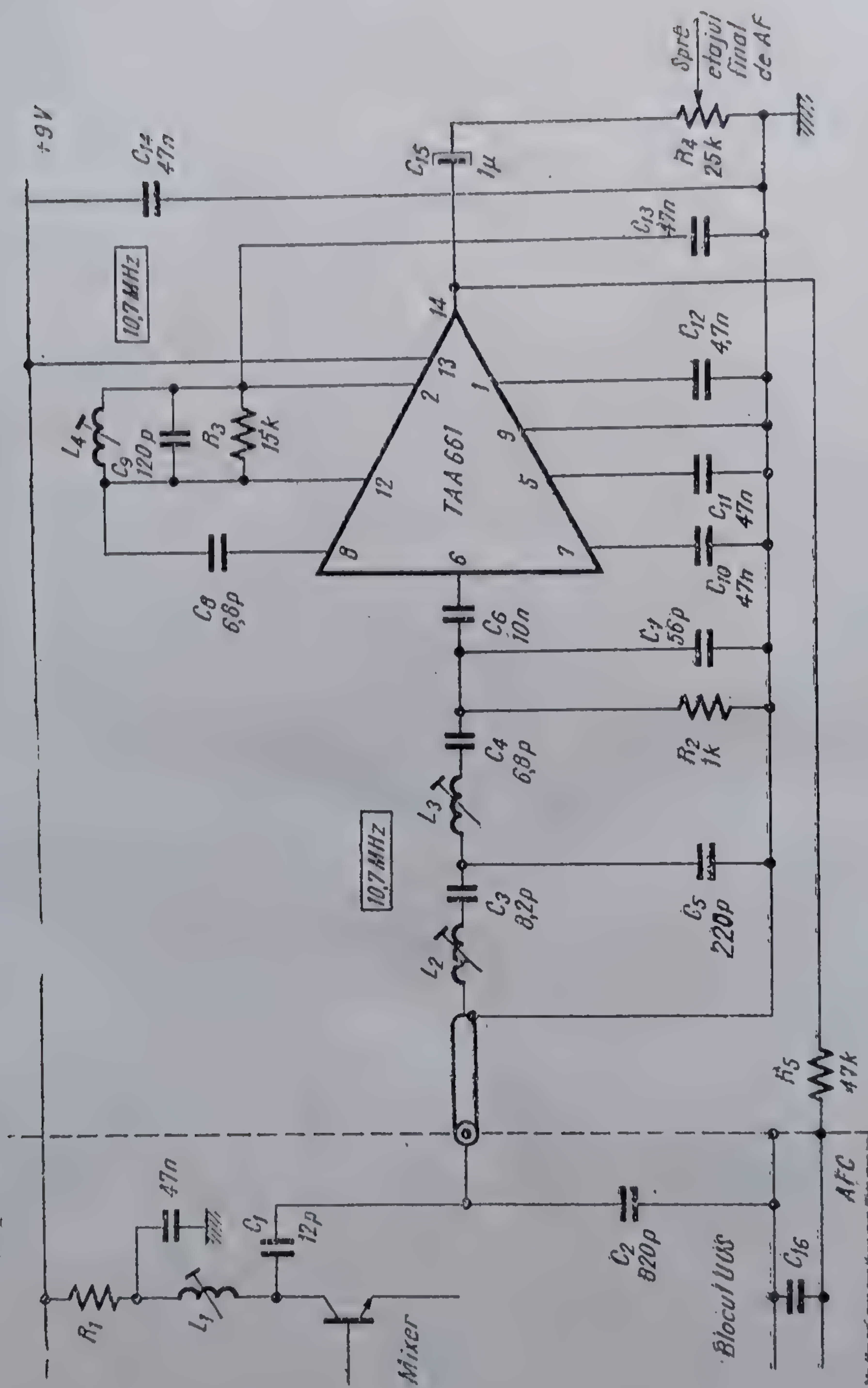
După cum s-a arătat, circuitul *TAA 661* realizează funcțiile de amplificator limitator de *FI* și demodulator *MF*. Schema utilizată în această situație este prezentă în figura 5.37.

Semnalul de *FI* cules de pe divizorul capacitiv C_1 , C_2 al primului filtru de *FI* din colectorul tranzistorului mixer din blocul *UUS* (L_1 , C_1 în serie cu C_2) este aplicat circuitului *TAA 661* prin intermediul filtrului de bandă cu cuplaj capacitiv compus din L_2 , C_3 , L_3 , C_4 , C_7 .

Funcționarea la 10,7 MHz, frecvența intermediară standardizată pentru radioreceptoare cu *MF*, conduce la o oarecare înrăutățire a performanțelor dinamice ale circuitului. Un alt dezavantaj al schemei constă în prezența unui zgomot puternic în lipsa purtătoarei.

Stabilitatea tensiunii de curent continuu de la ieșire împreună cu caracteristica simetrică de variație a tensiunii de ieșire în funcție de deviația de frecvență, permit realizarea unui control automat de frecvență (*CAF*).

În cazul în care se dorește realizarea unui radioreceptor *MF* de performanțe ridicate, este indicată utilizarea unor circuite realizate special pentru aceasta (nu trebuie uitat faptul că circuitul *TAA 661* este destinat utilizării în calea de sunet a televizoarelor alb-negru).



5.37 Amplificator de FI pentru radioreceptor realizat cu TAA 661.

5.5. Alte circuite

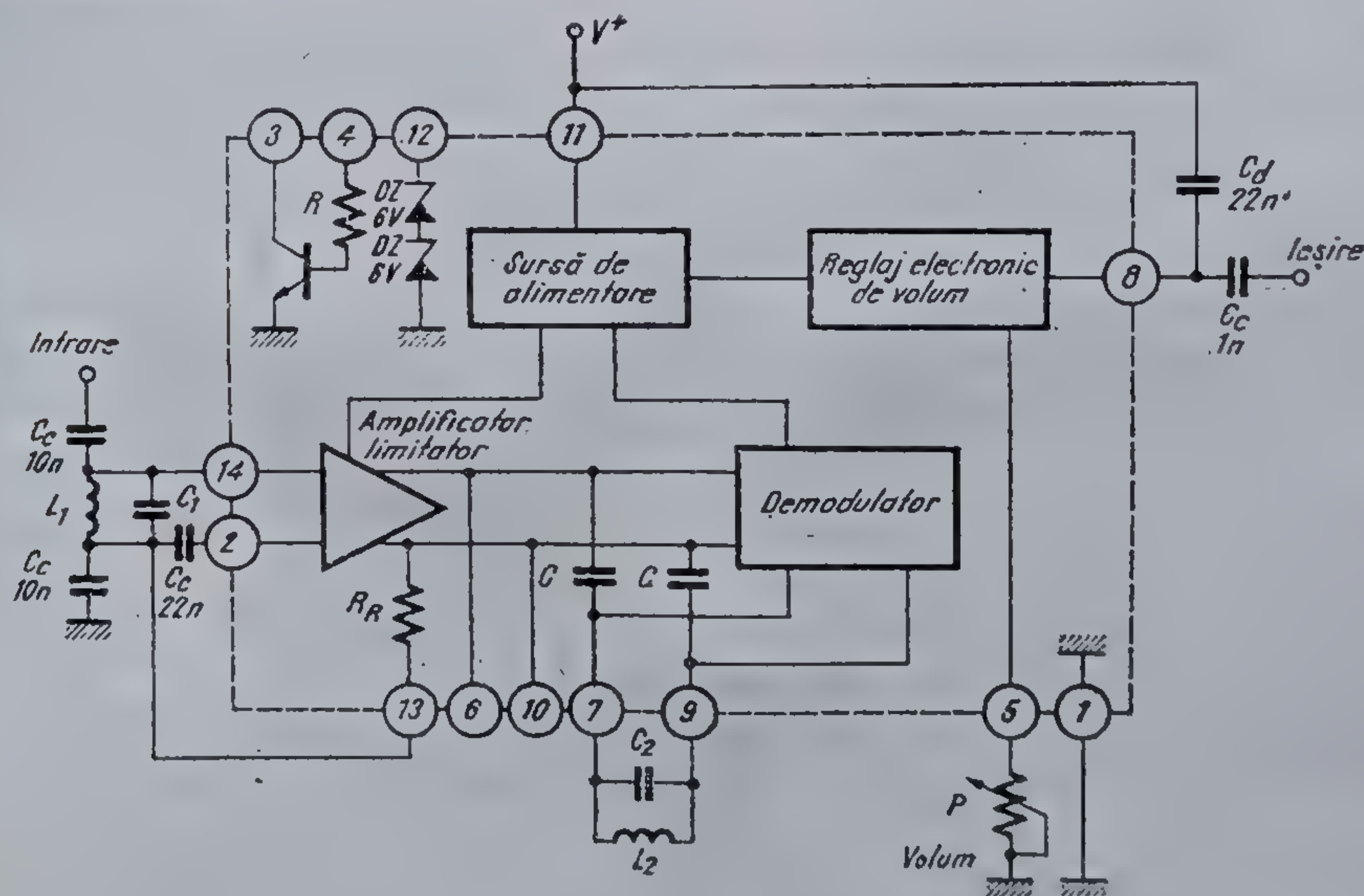
5.5.1. TBA 120S

● Prezentare generală

Circuitul TBA 120S este superior ca generație și performanțe circuitului TAA 661. El a fost elaborat pentru utilizare în televizoarele color, dar nu există nici o piedică pentru a-l folosi și la cele alb-negru.

Schema bloc a circuitului TBA 120S este prezentată în figura 5.38.

Se remarcă o configurație similară de etaje în interiorul circuitului cu cea de la TAA 661 (vezi figura 5.2) cu excepția etajului de ieșire, care în acest caz constă într-un etaj de reglaj electronic al volumului prin intermediul potențiometrului P . Deosebiri structurale ale diverselor etaje și modul de reglare al volumului vor fi analizate la schema electrică. Suplimentar sînt disponibile spre utilizare tranzistorul Q (terminalele 3, 4) și o tensiune Zener (terminalul 12).



5.38 Schema bloc a circuitului TBA 120S.

Capacitățile notate cu C_o pot fi considerate scurtcircuitate la frecvența normală de lucru, iar C_d realizează dezaccentuarea. Circuitele L_1, C_1 și L_2, C_2, C sînt acordate pe frecvența de lucru, în cazul standardului OIRT, 6,5 MHz.

Spre deosebire de TAA 661, la acest circuit rețeaua defazoare nu mai este referită la masă, ci este simetrică, fapt determinat în mare măsură de operarea efectiv în mod diferențial a amplificatorului limitator. Rezistența R_R leagă una din ieșirile amplificatorului la intrare, realizînd reacția totală din domeniul frecvențelor joase.

● Schema electrică

Schema electrică a circuitului TBA 120S este reprezentată în figura 5.39.

Amplificatorul limitator este prezentat în figura 5.39. a. El conține opt etaje diferențiale care lucrează efectiv diferențial și au în emitoare generatoare de curent.

Amplificarea pe ansamblu nu e mult mai ridicată ca la circuitul TAA 661 datorită cuplării directe a etajelor (în acest fel câștigul pe fiecare etaj este mai scăzut, datorită impedanței de sarcină reduse).

Semnalul cules prin repetoarele Q_{26} , Q_{28} la ieșirile D și E servește atât la atacul direct al uneia din intrările detectorului cât și la atacul circuitului defazor prin ieșirile 7, 9 prin intermediul unor capacități de cuplaj realizate de diodele polarizate invers D_7 , D_8 (vezi figura 5.39.b).

Alimentarea etajelor diferențiale se face din emitorul tranzistorului Q_{27} care are baza polarizată din stabilizator.

În concluzie, datorită numărului mai ridicat de etaje, prezenței generatoarelor de curent în emitoarele comune și lucrului efectiv diferențial sînt de așteptat pe ansamblu un câștig și o rejecție a modulației de amplitudine ceva mai ridicate ca în cazul lui TAA 661.

Sursa de alimentare este similară cu cea de la TAA 661, fiind constituită din înserierea mai multor joncțiuni de tip emitor-bază (D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 și Q_{38} legat ca diodă). Rezistența dinamică a acesteia este obținută prin însumarea rezistențelor dinamice ale diodelor și tranzistorului la care se adaugă valoarea de $60\ \Omega$ a lui R_{38} .

Tensiunea stabilizată este furnizată circuitului prin Q_{45} , deci cu o rezistență internă scăzută.

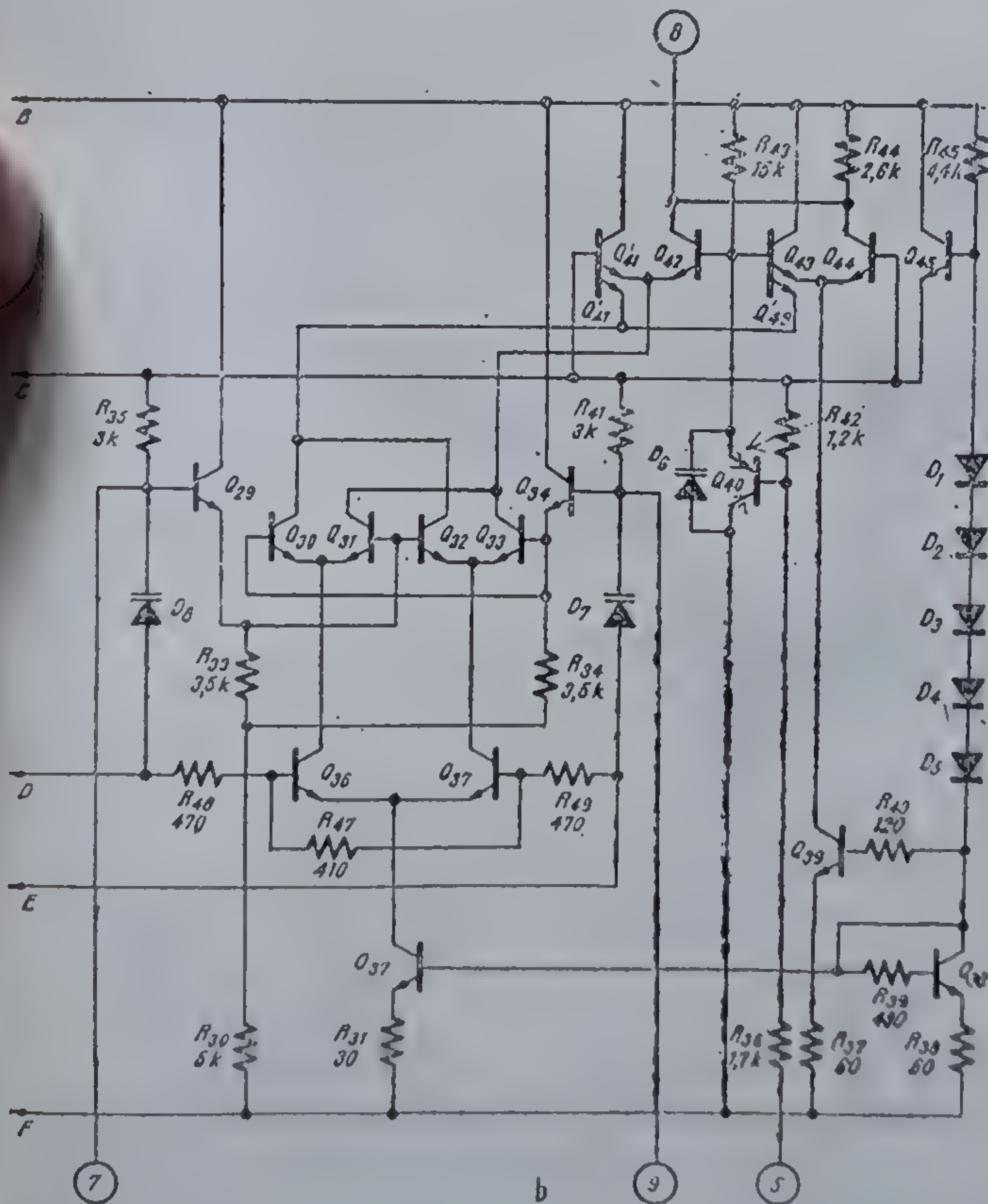
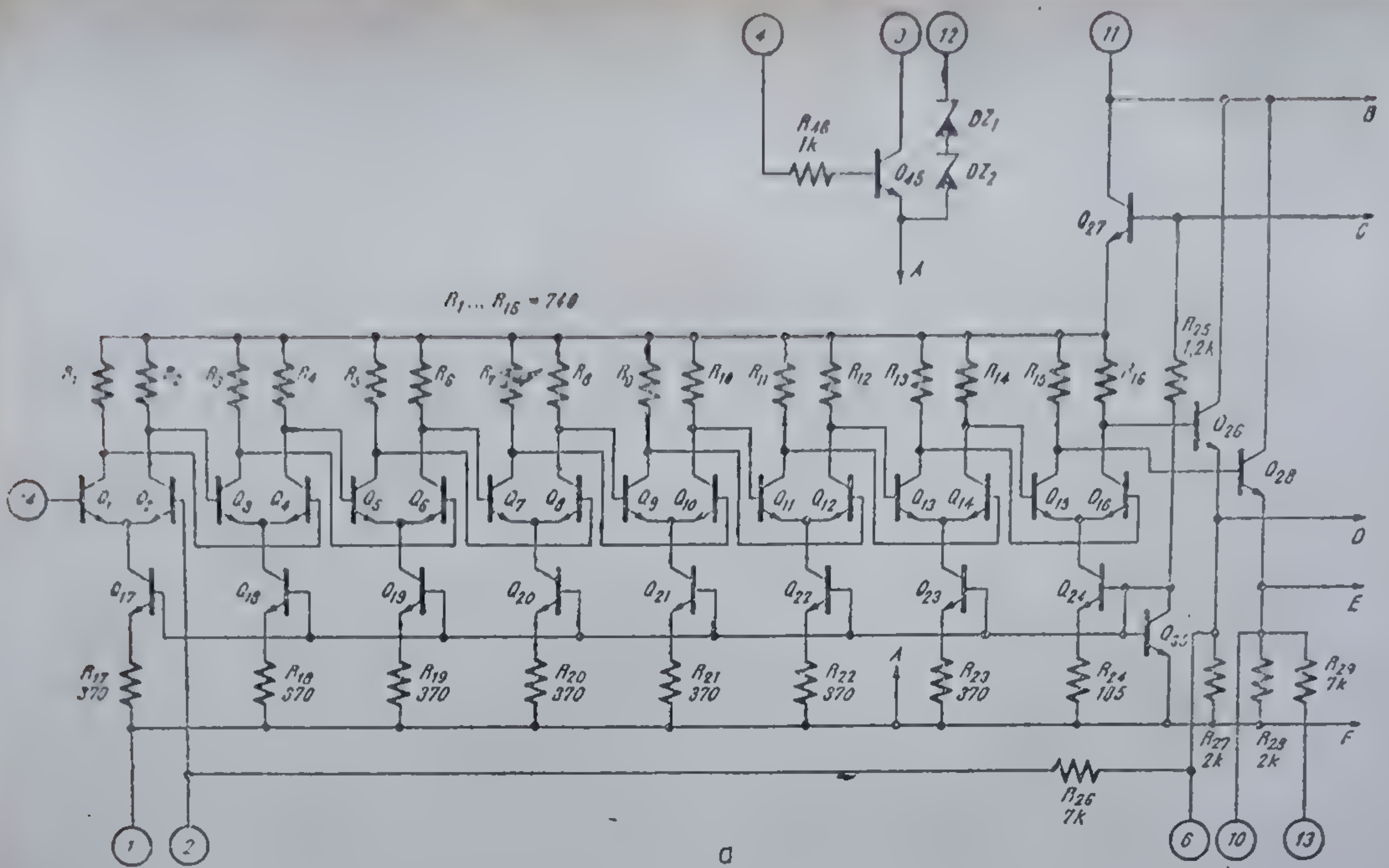
Demodulatorul este tot un multiplicator analogic cu rol de detector sensibil la fază.

Generatorul de curent este definit în colectorul lui Q_{37} prin copiatorul Q_{37} , R_{31} ; Q_{38} , R_{39} , R_{38} .

Intrarea de referință este între punctele D și E prin care se atacă bazele tranzistoarelor Q_{36} și Q_{37} . Semnalul defazat este aplicat simetric celei de a doua intrări a demodulatorului prin repetoarele Q_{33} și Q_{34} . Curentul obținut în colectoarele comune ale lui Q_{30} și Q_{32} este închis la V^+ prin Q'_{43} și Q'_{41} , fără a avea nici o contribuție în obținerea semnalului demodulat (principial colectoarele tranzistoarelor Q_{30} și Q_{32} se puteau lega direct la V^+ , dar s-a preferat această configurație pentru asigurarea unei funcționări simetrice a multiplicatorului).

Reglajul electronic de volum cuprinde următoarele componente Q_{41} , Q_{42} , Q_{43} , Q_{44} , R_{43} , R_{44} , D_6 , Q_{40} , R_{40} , Q_{39} , R_{37} , R_{42} , R_{36} și potențiometrul care se leagă în exterior între terminalul 5 și masă.

La echilibru, în absența semnalului modulator (sau a purtătoarei), valoarea medie a tensiunii pe rezistența de sarcină R_{44} este determinată de suma curentului dat de copiatorul Q_{39} , R_{37} , R_{40} , cu cel înjumătățit de Q_{43}



5.39 Schema electrică a circuitului TBA 120S.

și Q_{44} , cu cel mediu din colectoarele comune ale lui Q_{31} și Q_{33} înjumătățit de Q_{41} și Q_{42} . Regimul de curenți este astfel ales încât cei doi curenți sînt egali:

$$I_{C42} = I_{C44} = \frac{I_{R45}}{2} \quad (5.61)$$

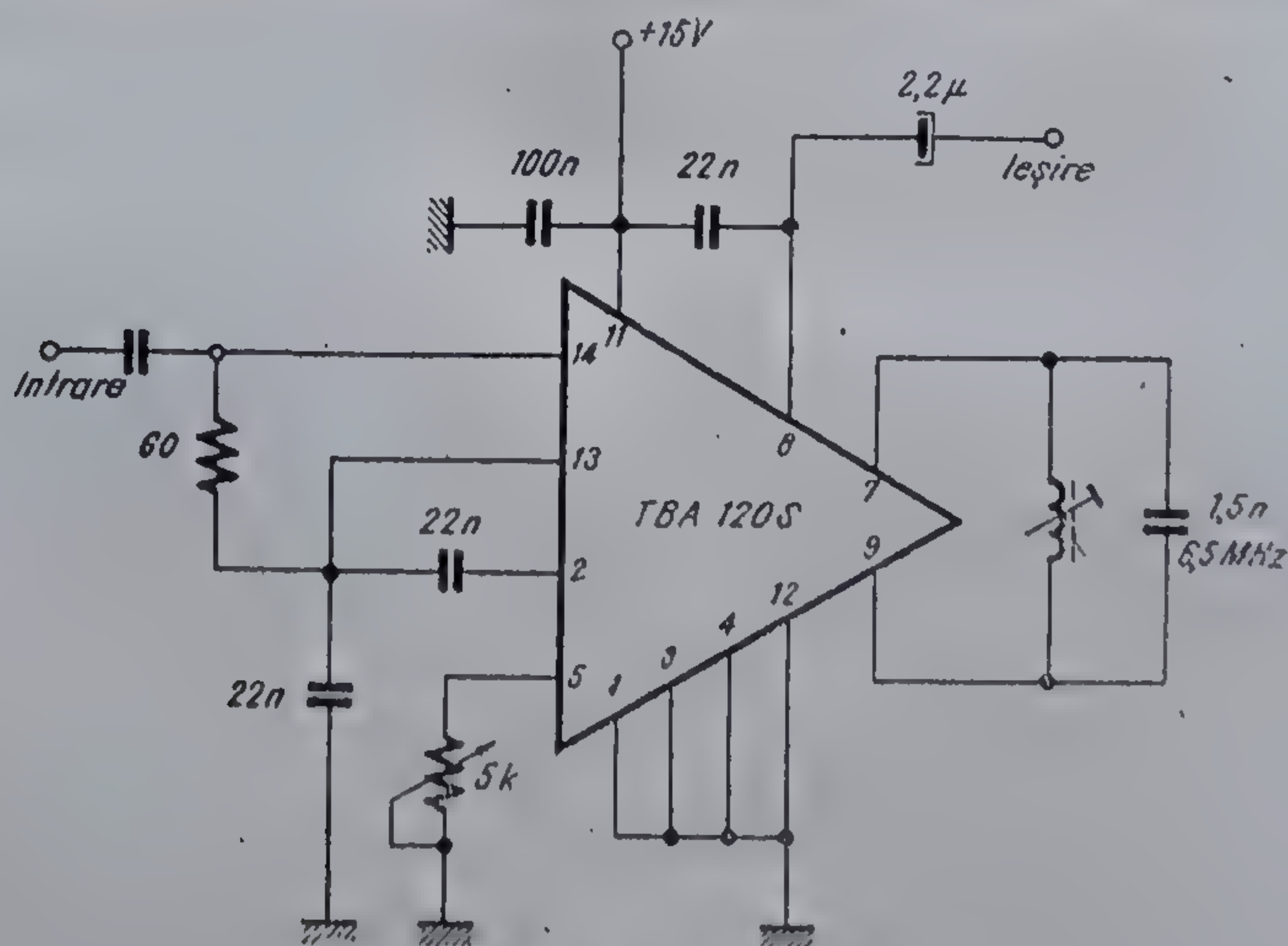
Prin modificarea rezistenței conectate între terminalul 5 și masă se modifică potențialul bazei tranzistorului Q_{40} , deci și cel al bazei comune a tranzistoarelor Q_{42} și Q_{43} generînd o variație de același sens a curenților prin Q_{42} și Q_{43} , deci de sens contrar prin Q_{41} și Q_{44} . Datorită regimului de curenți *tensiunea medie pe R_{44} rămîne constantă, deci reglajul de volum nu afectează componenta medie a tensiunii de la ieșire în regim staționar.*

În prezența semnalului modulator, componenta de audiofrecvență din colectorul lui Q_{42} (obținută prin efectul de mediere al capacității de dezaccentuare conectată la terminalul 8) se va modifica în funcție de valoarea rezistenței conectate la terminalul 5 datorită dezechilibrului ce ia naștere în diferențialul Q_{41} , Q_{42} , realizîndu-se astfel reglajul de volum. Acest tip de reglaj face posibilă plasarea potențiometrului de volum la distanță mare de circuit fără a fi necesare fire ecranate, ci numai o decuplare a terminalului 5 față de masă.

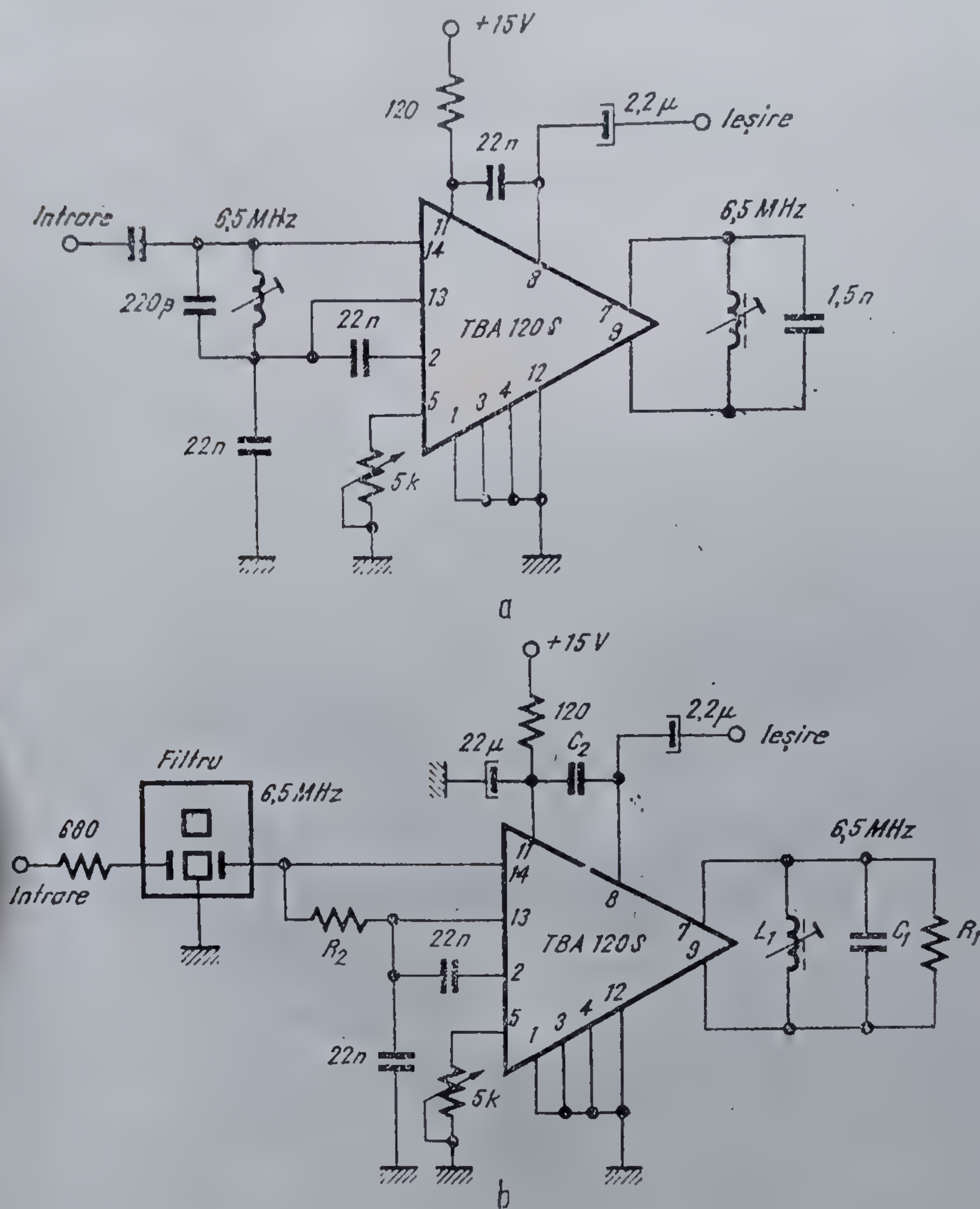
Dezavantajul rejecției slabe a tensiunii de alimentare se păstrează și în cazul acestui circuit, datorită curenților medii prin rezistența de sarcină dependenți de tensiunea de alimentare și legarea sarcinii la V^+ . În acest sens se poate aduce o îmbunătățire prin utilizarea diodei stabilizatoare conținută în circuit.

● Parametri

Mărimile care caracterizează circuitul sînt date în tabelul 5.2 și sînt măsurate cu circuitul din figura 5.40. Comparîndu-le cu cele ale circuitului TAA 661



5.40 Circuitul de măsură pentru circuitul TBA 120S.



5.41 (a) Amplificator de FI și demodulator MF utilizând în intrare un filtru LC.

(b) Amplificator FI și demodulator MF utilizând în intrare un filtru ceramic.

(vezi tabelul 5.1) se remarcă o îmbunătățire de performanțe pentru circuitul TBA 120S.

• Aplicații

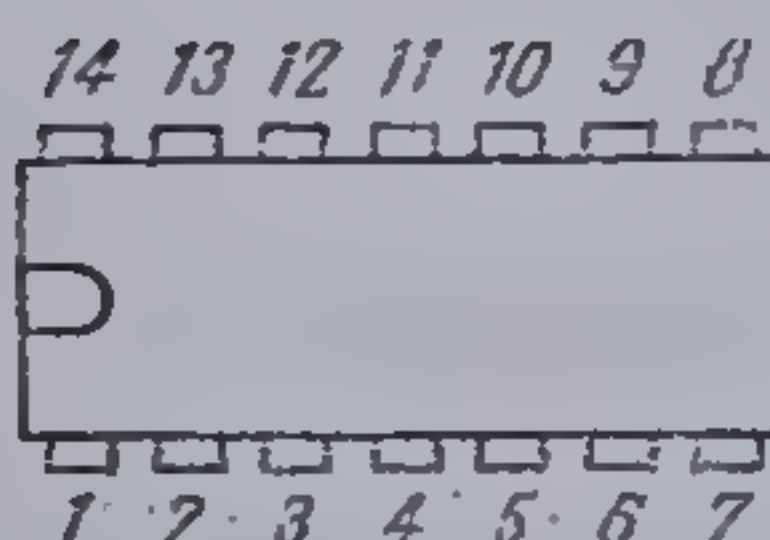
În figura 5.41 sînt prezentate două aplicații tipice, una pentru filtru LC la intrare, iar cealaltă pentru filtru ceramic.

Tabelul 5.2

TBA 120S
AMPLIFICATOR LIMITATOR ȘI DEMODULATOR MF PENTRU SUNET TV

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare maximă	18 V
Curentul maxim la terminalul 3	5 mA
Curentul maxim la terminalul 4	2 mA
Curentul maxim la terminalul 12	15 mA
Gama temperaturilor de stocare	-40°C ... +125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR**TBA 120S**

vedere de sus

Capsulă TO 116

- | | |
|---------------------------------------|-------------------------|
| 1. Masă | 8. Ieșire AF reglabilă |
| 2. Intrare FI | 9. Intrare demodulator |
| 3. Colectorul tranzistorului auxiliar | 10. Ieșire FI |
| 4. Rezistență tranzistor auxiliar | 11. V ⁺ |
| 5. Control câștig AF | 12. Catod Zener intern |
| 6. Ieșire FI | 13. Reacție și decuplaj |
| 7. Intrare demodulator | 14. Intrare FI |

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$; $f_0 = 6,5\text{ MHz}$; $f_m = 1\text{ kHz}$; $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$; $Q = 45$; $V^+ = 12\text{ V}$)

Mărimea	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Curentul de alimentare	I_{11}		10	14	18	mA
Tensiunea Zener	V_{12}	$I_{12} = 5\text{ mA}$	11,2	12	13,2	V
Tensiunea de ieșire AF	v_{14}	$v_i = 10\text{ mV}$	0,7	1,0		V
Rejecția modulației de amplitudine		$v_{14} = 500\text{ }\mu\text{V}$ $m = 30\%$	45	55		dB
Dinamica de reglaj	v_{14}	$R_{15} = 1 \dots 4,7\text{ k}\Omega$	70	75		dB
Rezistența de intrare	R_{in}		15	40		k Ω
Tensiunea de intrare la 3 dB înainte de limitare	$v_{14}(\text{3dB})$			30	60	μV_{ef}
Tensiunea de ieșire de FI față de masă	$v_0(v_{10})$	$v_i = 1\text{ mV}$	170	250		mV _{vv}

Tabelul 5.2 (continuare)

TBA 120S

Mărimea	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Distorsiuni armonice	δ	$v_i = 10 \text{ mV}$		3	4	%
Rezistența de ieșire	R_0			2,6	3,3	$k\Omega$
Tensiunea de curent continuu la ieșire	V_s	$v_i = 0$		7,4		V
Tensiunea colector-emitor a tranzistorului auxiliar	V_{CEO}		13			V

Notă: Acești parametri sînt măsurați cu circuitul din figura 5.40.

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{th, j-a}$ (max)	200	$^{\circ}\text{C/W}$
--------------------------------------	------------------------	-----	----------------------

5.5.2. TBA 120U, TBA 120T⁵

● Prezentare generală

Circuitul TBA 120T este o variantă a circuitului TBA 120U construită pentru schemele în care se utilizează filtre ceramice, fapt pentru care în continuare referirea se va face la TBA 120U, specificînd acolo unde este cazul diferențele.

Circuitul TBA 120U a fost conceput ca o variantă modernizată a circuitului TBA 120S, în special în ceea ce privește sursa de tensiune stabilizată și posibilitatea de reglaj a volumului, urmărind în același timp o rejecție îmbunătățită a tensiunii de alimentare V^+ .

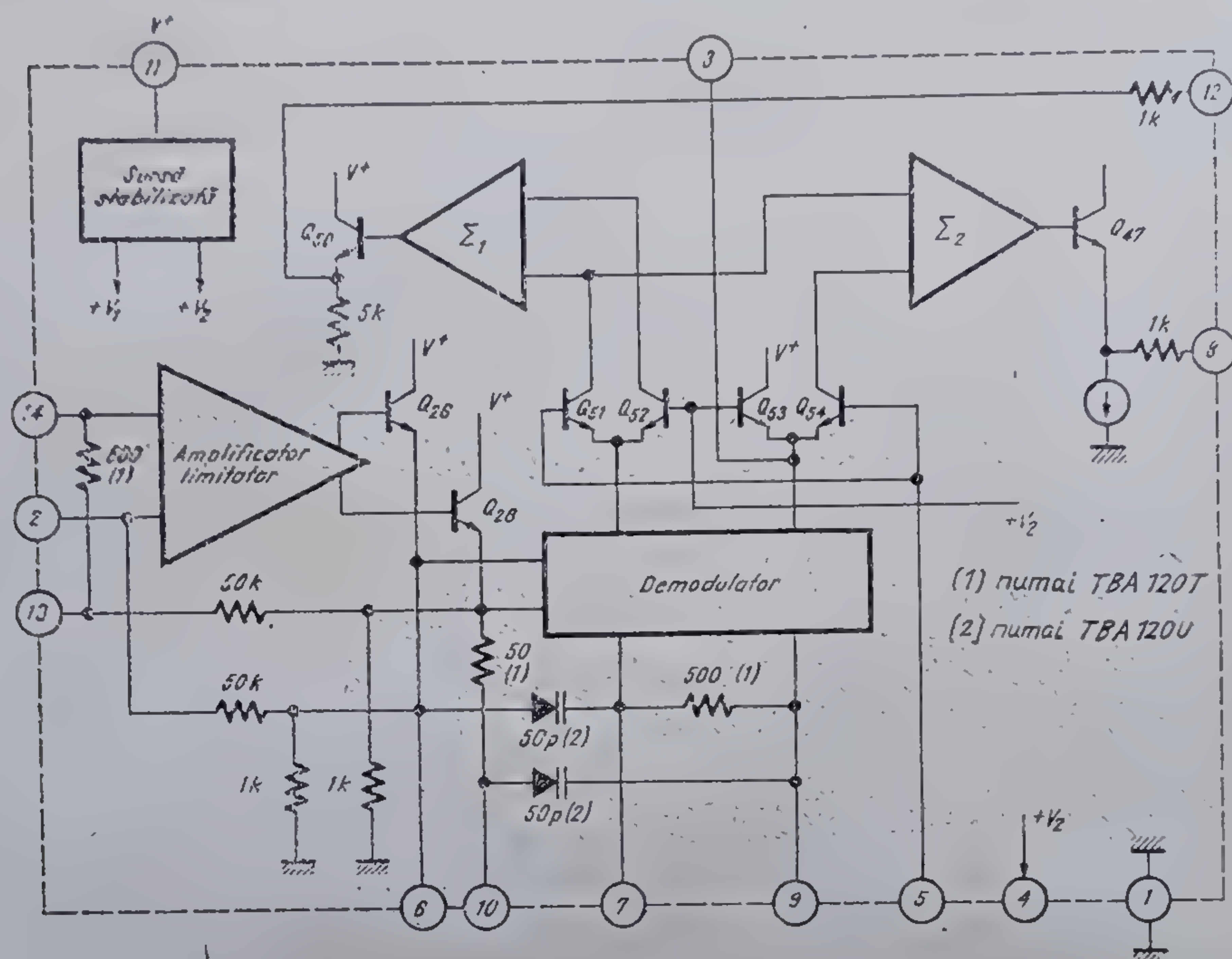
Schema bloc este prezentată în figura 5.42.

Conținutul de blocuri este identic cu cel de la TBA 120S, cu excepția blocului sumator suplimentar Σ_1 care furnizează prin intermediul repetorului Q_{50} o tensiune de ieșire de audiofrecvență nereglată. Ansamblul Q_{51} , Q_{52} , Q_{53} , Q_{54} , Σ_2 , Q_{47} constituie echivalentul blocului de reglaj electronic de volum din figura 5.38.

Elementele de schemă notate cu (2) sînt specifice numai circuitului TBA 120U, iar cele notate cu (1) numai circuitului TBA 120T.

● Schema electrică

Schema electrică a circuitului TBA 120U este reprezentată în figura 5.43.



5.42 Schema bloc a circuitului TBA 120U și TBA 120T.

Amplificatorul limitator este prezentat în figura 5.43.a. El este similar ca număr de etaje și configurație electrică cu cel de la TBA 120S. Din acest motiv este de așteptat ca rejectia modulației de amplitudine și câștigul să aibă aceleași valori cu cele de la TBA 120S.

Sursa de alimentare utilizează o compensare specială a referinței, de tipul „bandă interzisă”. Această modalitate de compensare este utilizată atât la obținerea tensiunilor $+V_1$, $+V_2$ (vezi figura 5.42), cât și la cea a curentului de alimentare al multiplicatorului.

De obicei, în regulatoarele pretențioase din circuitele integrate se utilizează diode Zener compensate în temperatură. Valoarea de străpungere fiind în gama 7...9 V, rezultă tensiuni de funcționare ridicate.

Pentru obținerea unei tensiuni cu o valoare sub 7 V și compensată în temperatură⁶, se utilizează coeficientul de temperatură pozitiv al tensiunii diferență (emitor-bază) a două tranzistoare funcționând la densități diferite de curent pentru a compensa coeficientul de temperatură negativ al unei tensiuni emitor-bază. Se obține în acest fel o referință denumită „de bandă interzisă”.

Tensiunea emitor-bază a unui tranzistor este dată de relația ⁶:

$$V_{BE} = V_{go} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE0} \left(\frac{T}{T_0} \right) + \frac{nkT}{q} \ln \left(\frac{T_0}{T} \right) + \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_c}{I_{c0}} \right) \quad (5.62)$$

unde:

- V_{go} este valoarea benzii interzise (1,205) V) a siliciului extrapolată la 0°K pe baza variației liniare de la temperatura ambiantă;
- q — sarcina electronului;
- n — constantă tehnologică (de ordinul 1,5 pentru circuite integrate);
- k — constanta lui Boltzmann;
- T — temperatura absolută;
- I_c — curentul de colector;
- V_{BE0} — tensiunea emitor-bază la o temperatură T_0 și un curent de colector I_{c0} .

În mod obișnuit în relația 5.62 ultimii doi termeni sînt neglijați, fiind mult mai mici ca ceilalți.

Tensiunea diferență emitor-bază a două tranzistoare identice funcționînd la densități diferite de curent, este:

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (5.63)$$

Considerînd că tensiunea referință se obține prin însumarea unei tensiuni de tip V_{BE} cu o tensiune proporțională cu ΔV_{BE} și neglijînd termenii amintiți anterior, rezultă

$$V_{ref} = V_{go} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE0} \left(\frac{T}{T_0} \right) + \alpha \frac{kT}{q} \ln \frac{J_1}{J_2}, \quad (5.64)$$

unde α este un coeficient de proporționalitate.

Derivînd relația anterioară în raport cu temperatura, și punînd condiția de anulare a derivatei se obține

$$V_{go} = V_{BE0} + \alpha \frac{kT_0}{q} \ln \frac{J_1}{J_2} \quad (5.65)$$

Primul termen din dreapta reprezintă tensiunea bază-emitor inițială iar al doilea o valoare proporțională cu diferența de tensiune emitor-bază.

În concluzie dacă suma celor doi termeni este egală cu banda interzisă extrapolată la 0°K a semiconductorului, tensiunea de referință va fi independentă de temperatură, avînd o valoare

$$V_{ref} = V_{go} = 1,205 \text{ V.}$$

Pentru ambele tensiuni se folosește același ΔV_{BE} obținut din Q_{25} și Q_{37} , dar multiplicat cu coeficienți α diferiți (vezi 5.65) în funcție de cîte variații

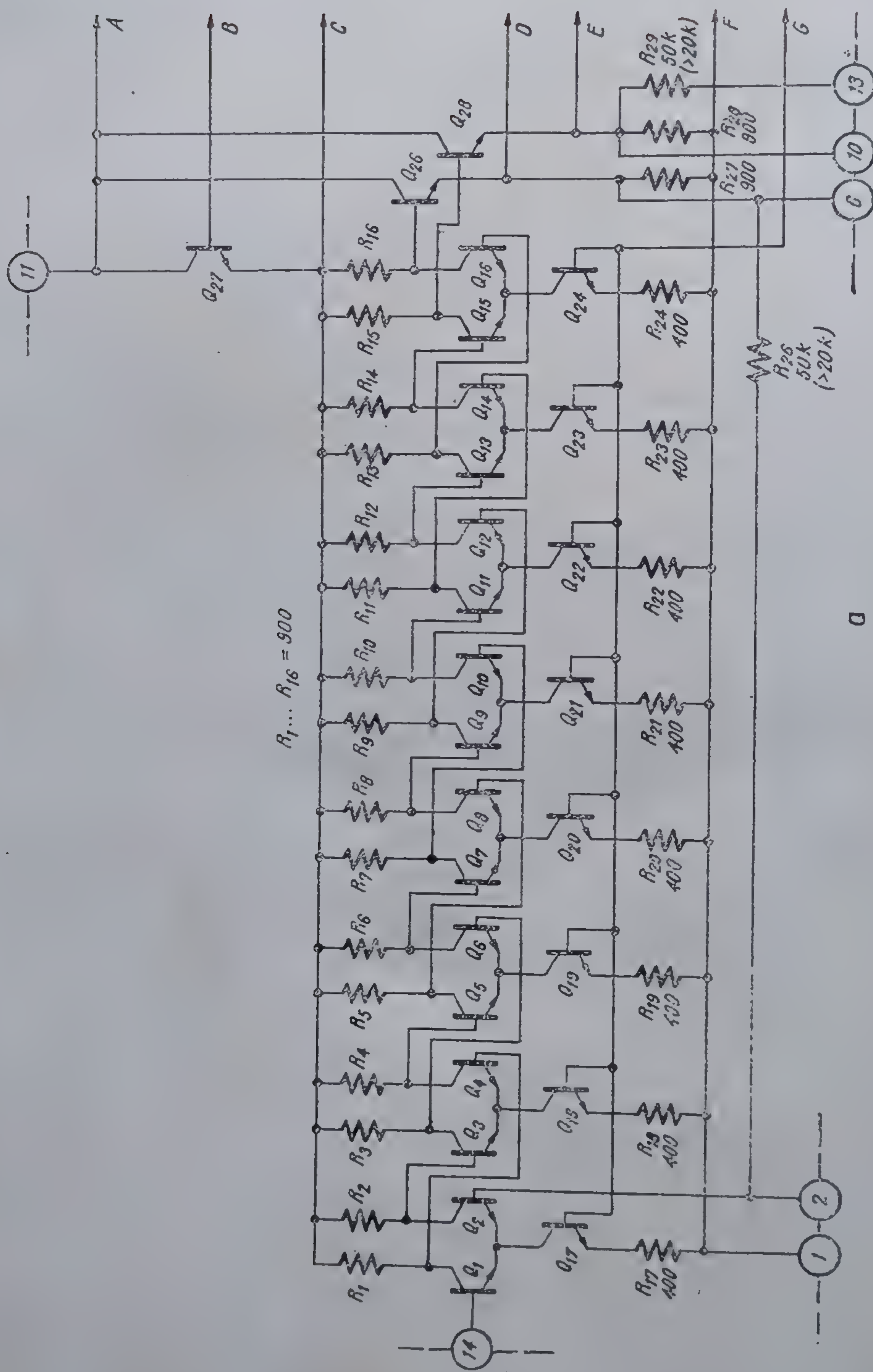
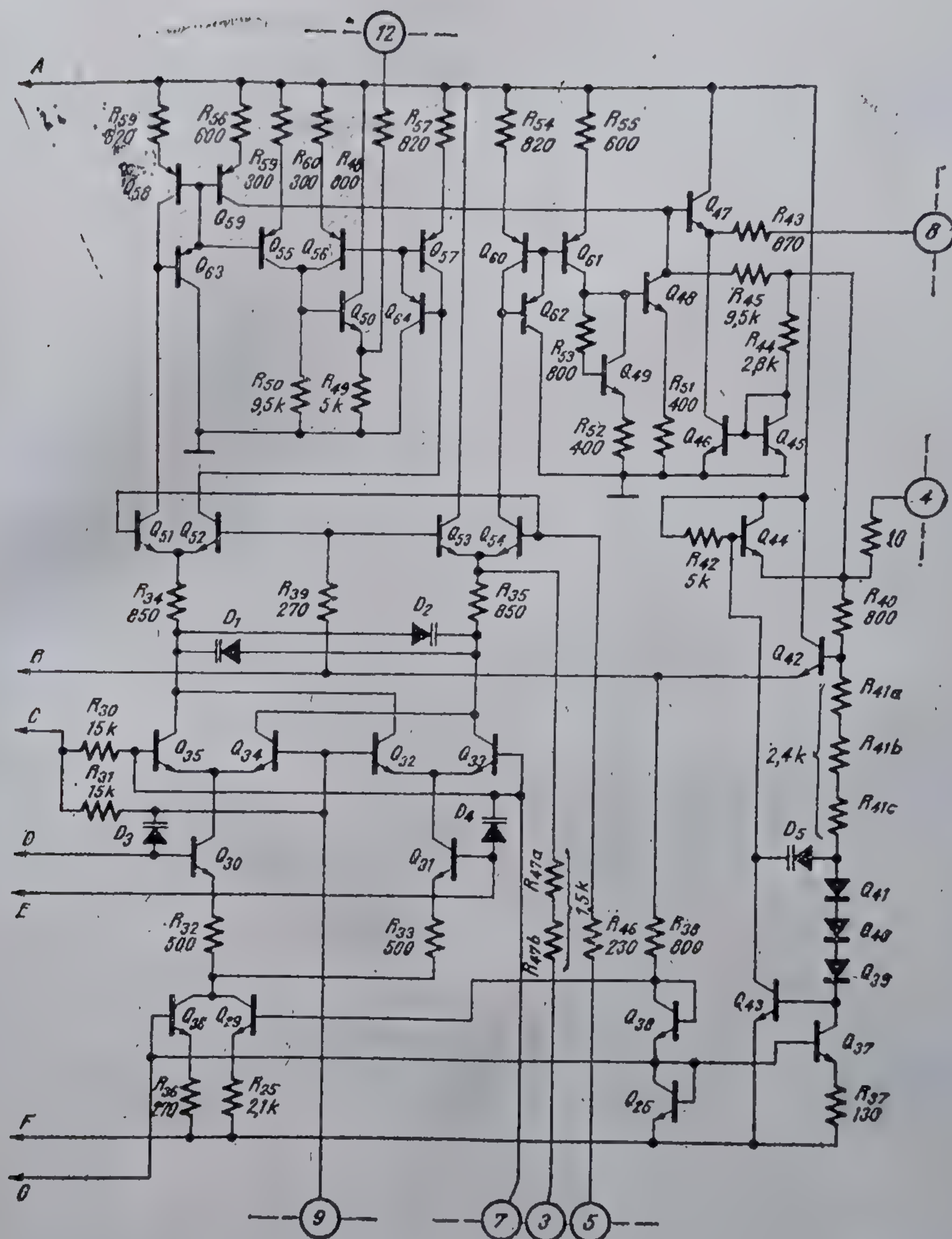


Fig. 5.43



5.43 Schema electrică a circuitului TBA 120U.

de V_{BE} trebuie compensate. Astfel, pentru tensiunea $+V_1$ din emitorul lui Q_{44}

$$\alpha_1 = \frac{R_{40} + R_{41a} + R_{41b} + R_{41c}}{R_{37}} \quad (5.66)$$

care compensează $4V_{BE}(V_{BE43} + V_{BE39} + V_{BE40} + V_{BE41})$, iar pentru $+V_2$ din emitorul lui Q_{42}

$$\alpha_2 = \frac{R_{41a} + R_{41b} + R_{41c}}{R_{37}} \quad (5.67)$$

care compensează $3V_{BE}(V_{BE43} + V_{BE39} + V_{BE40} + V_{BE41} - V_{BE42})$.

Tranzistorul Q_{44} joacă rolul de stabilizator serie, R_{42} rezistență de polarizare a acestuia, Q_{43} amplificator iar capacitatea diodei D_5 înlătură pericolul de oscilație.

Tensiunea $+V_2$ servește și la impunerea densității de curent prin Q_{25} .

Curentul de alimentare al multiplicatorului se obține prin însumarea curenților de colector ai tranzistoarelor Q_{36} și Q_{39} . Curentul lui Q_{36} este dat de relația

$$I_{36} = \frac{V_{BE25} - V_{BE36}}{R_{36}}, \quad (5.68)$$

deci proporțional cu ΔV_{BE} , iar cel al lui Q_{37} de

$$I_{37} = \frac{V_{BE25} + V_{BE38} - V_{BE29}}{R_{25}} \simeq \frac{V_{BE25}}{R_{25}}, \quad (5.69)$$

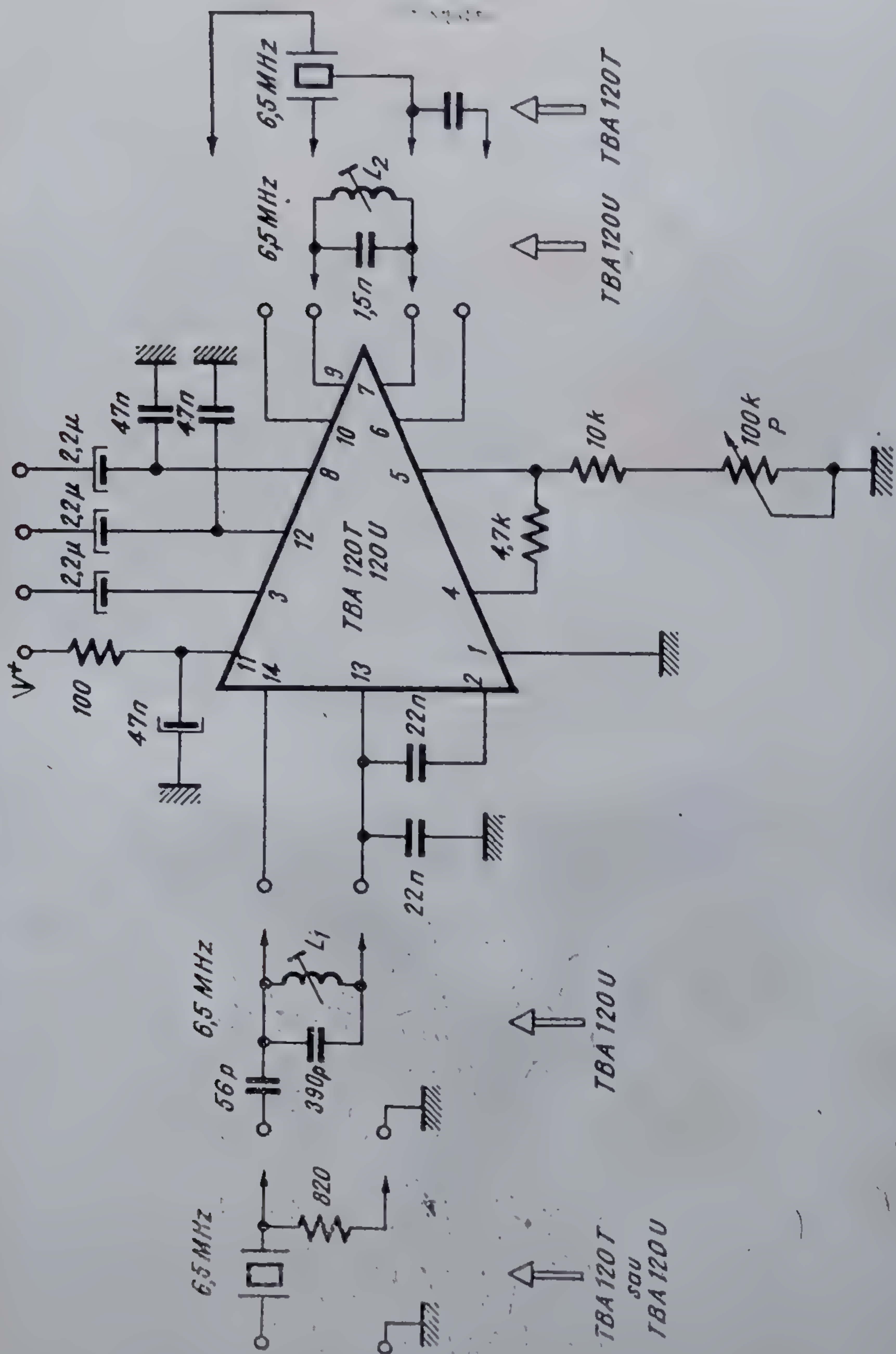
deci proporțional cu V_{BE} .

Dimensionarea schemei este făcută astfel încât prin însumarea să se obțină compensarea de tipul „bandă interzisă”.

Demodulatorul are tot o structură de multiplicator cu rol de detector sensibil la fază. Tensiunea de referință se aplică simetric în baza tranzistoarelor Q_{30} și Q_{31} iar tensiunea defazată, tot simetric, la terminalele 7 și 9. Curenții obținuți în cele două grupuri de colectoare comune (Q_{32} , Q_{35} , respectiv Q_{34} , Q_{33}) sînt introduși în grupurile de reglaj electronic al volumului Q_{51} , Q_{52} respectiv Q_{53} , Q_{54} .

Reglajul electronic de volum se bazează ca și la circuitul TBA 120S tot pe dezechilibrarea unui etaj diferențial.

Schema de utilizare este astfel concepută încît modificarea cursorului potențiometrului de volum atrage după sine modificarea potențialului comun bazelor tranzistoarelor Q_{51} , Q_{54} , deci un dezechilibru al celor două etaje diferențiale. Presupunînd o scădere a acestui potențial rezultă o creștere a curentului de colector pentru Q_{53} , Q_{52} , respectiv o scădere pentru Q_{51} și Q_{54} . Însumînd în mod corespunzător curenții din colectoarele celor patru tranzistoare din circuitul de reglaj se obține semnalul de la cele două ieșiri ale circuitului.



5.44 Schemă de utilizare pentru circuitele TBA 120U și TBA 120T.

Tabelul 5.3

TBA 120U

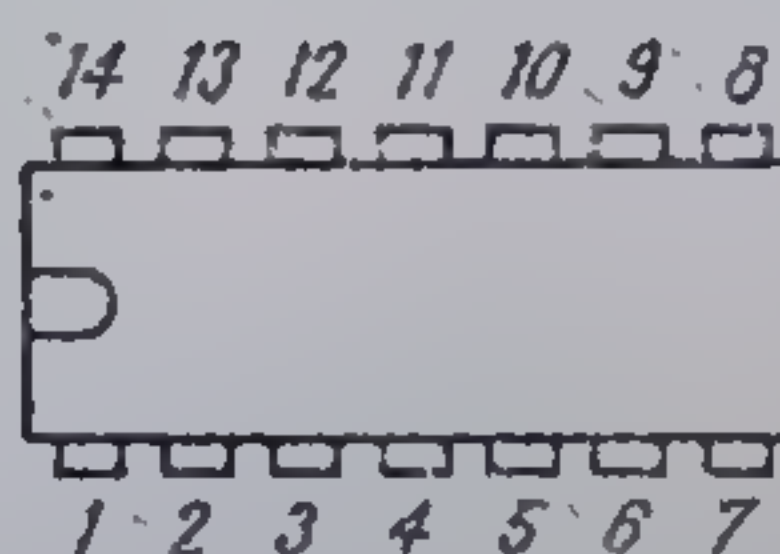
AMPLIFICATOR-LIMITATOR ȘI DEMODULATOR MF PENTRU SUNET TV

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare maximă	18 V
Tensiunea maximă pe terminalul 5	6 V
Curentul maxim absorbit din terminalul 4	5 mA
Gama temperaturilor de funcționare	-10°C ... +70°C
Gama temperaturilor de stocare	-20°C ... +125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

TBA 120U



vedere de sus

Capsulă TO 116

- | | |
|-------------------------|-------------------------|
| 1. Masă | 8. Ieșire AF reglabilă |
| 2. Intrare FI | 9. Intrare demodulator |
| 3. Intrare auxiliară AF | 10. Ieșire FI |
| 4. Ieșire stabilizator | 11. V+ |
| 5. Control câștig AF | 12. Ieșire AF constantă |
| 6. Ieșire FI | 13. Decuplaj |
| 7. Intrare demodulator | 14. Intrare FI |

CARACTERISTICI ELECTRICE: (la $T_a = 25^\circ\text{C}$; $f_0 = 6,5\text{ MHz}$; $f_m = 1\text{ kHz}$; $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$; $Q = 45$; $V^+ = 12\text{ V}$)

Mărimea	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Curentul de alimentare	I_{11}	$R_5 = 10\text{ k}\Omega$ $v_{14} = 0\text{ V}$	19		18	mA
Tensiunea stabilizată	V_4		4,2		5,5	V
Tensiunea de ieșire de joasă frecvență la terminalul 8	v_8	$v_{14} = 10\text{ mV}$ $R_5 = 20\text{ k}\Omega$	1	1,3		V _{ef}
Tensiunea de ieșire de joasă frecvență la terminalul 12	v_{12}	$v_{14} = 10\text{ mV}$	0,7	1		V _{ef}
Rejecția modulației de amplitudine		$v_{14} = 500\text{ }\mu\text{V}$ $m = 30\%$	50			dB
Dinamica de reglaj	v_8	$v_{14} = 10\text{ mV}$ $R_5 = 10 \dots 20\text{ k}\Omega$	70			dB
Rezistența de intrare pe terminalul 14	R_{in}			40		k Ω

Tabelul 5.3 (continuare)
TBA 120U

Mărimea	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea de intrare, la 3 dB, înainte de limitare	v_{I43} (dB)			30	60	μ V
Rejecția variațiilor sursei de alimentare pe terminalul 8		$f = 100$ Hz		35		dB
Rejecția variațiilor sursei de alimentare pe terminalul 12		$f = 100$ Hz		30		dB
Tensiunea reziduală de FI pe terminalul 8	v_8 (FI)	fără dezaccentuare		20		mV
Tensiunea reziduală de FI pe terminalul 12	v_{12} (FI)	fără dezaccentuare		30		mV
Amplificarea în tensiune de la terminalul 3 la 8	$\frac{v_8}{v_3}$	$f = 1$ kHz $R_s = 20$ k Ω		7,5		

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{th, j-a}$ (max)	200	$^{\circ}$ C/W
--------------------------------------	------------------------	-----	----------------

Ieșirea nereglată se obține cu blocul Σ_1 (vezi figura 5.42) care însumează curenții de colector ai tranzistoarelor Q_{51} și Q_{52} . Cum suma acestora este chiar curentul comun din limitare, rezultă independența de reglajul de volum.

Blocul Σ_1 se realizează printr-o serie de „oglinzi de curent”. Astfel, un curent proporțional cu I_{52} este aplicat rezistenței de sarcină R_{50} prin intermediul grupului „oglinză” $Q_{57}, R_{57}, Q_{56}, R_{60}, Q_{64}$ cu un factor de copiere diferit de unitate. Cu același factor se aplică tot rezistenței R_{50} curentul de colector al lui Q_{51} prin oglinda $Q_{58}, R_{58}, Q_{59}, Q_{55}, Q_{62}$. Tensiunea obținută pe R_{50} este aplicată la terminalul de ieșire nereglată (12) prin intermediul etajului Q_{50}, R_{49} și al rezistenței serie R_{48} .

Avantajul acestui etaj suplimentar constă în obținerea tensiunii de ieșire față de masă, deci o rejecție a tensiunii de alimentare V^+ mult mai ridicată decât în cazul circuitului TBA 120S.

Ieșirea reglată se obține cu blocul Σ_2 (vezi figura 5.42) care însumează curenții de colector ai tranzistoarelor Q_{51} și Q_{54} care variază în același sens la modificările potențialului terminalului 5. O valoare proporțională cu această sumă se obține tot prin o serie de oglinzi de curent și este aplicată rezistenței R_{45} conectată la $+V_2$ (emitorul tranzistorului Q_{44}). Prin intermediul repetorului pe emitor Q_{47} alimentat în curent de generatorul de curent R_{44}, Q_{43}, Q_{46} și al rezistenței serie R_{43} tensiunea obținută este aplicată terminalului de ieșire reglată 8.

Conectarea rezistenței de însumare la o tensiune stabilizată asigură ca și în cazul ieșirii nereglate o rejecție ridicată a variațiilor tensiunii de alimentare și în plus o valoare stabilă și cunoscută a potențialului de curent continuu al terminalului 8.

● Parametri

Mărimile ce caracterizează circuitul sînt date în tabelul 5.3. Se remarcă valoarea ridicată a rejecției pe alimentare atît a tensiunii reglate cît și a celei nereglate.

● Aplicații

În figura 5.44 este prezentată o aplicație cu caracter ceva mai general a circuitului *TBA 120U* și *TBA 120T*.

În cazul lui *TBA 120U* se folosesc *circuite acordate LC* iar în cazul lui *TBA 120T* filtre ceramice.

Semnalul de frecvență intermediară se aplică între terminalele 14 și 2.

Decuplarea terminalului 13 la masă printr-un condensator de 22 nF și prezența filtrului în intrare asigură reacția totală în domeniul frecvențelor joase la nivelul amplificatorului.

Pe alimentare, pentru a îmbunătăți rejecția brumului și pentru a elimina un eventual cuplaj parazit prin alimentare, se utilizează un filtru de tip RC (100 Ω cu 47 μ F).

Capacitățile de 47 nF conectate la terminalele de ieșire 8 și 12 împreună cu rezistențele interne realizează constanta de timp de dezaccentuare de aproximativ 50 μ s.

Datorită accesului prin terminalul 3 în blocul de reglaj electronic circuitul se poate folosi pentru reglajul electronic al unui semnal de audio-frecvență aplicat la terminalul 3, în absența semnalului de frecvență intermediară.

Reglajul de volum se obține prin modificarea poziției cursorului potențiometrului *P* care determină modificări ale potențialului terminalului 5. Rezistențele de 4,7 k Ω și 10 k Ω determină plaja de reglaj.

BIBLIOGRAFIE

1. Boisard, C., Note d'application technique no. 56—LA-131, SESCOSEM, 1971.
2. Vătășescu, A., ș. a., Dispozitive semiconductoare, Manual de utilizare, Editura tehnică, București, 1972.
3. * * * Normă internă NID 3755/74, IPRS-BĂNEASA.
4. * * * Buletin tehnic nr. 5, I.I.S. ELECTRONICA, București.
5. Crăcea, D., Proiect *TBA 120U*, *TBA 120T*, IPRS-BĂNEASA.
6. Dobkin, R., 1,2 V Reference, NATIONAL SEMICONDUCTOR. Notă de aplicații, AN-56, 1971.

SAS 560S, SAS 570S | Comutator senzorial

6.1. Prezentarea circuitului

Circuitele integrate monolitice bipolare SAS 560S și SAS 570S realizează funcția de comutator senzorial pentru selecționarea programelor în receptoarele radio și TV echipate cu tunere cu diode varicap.

Circuitul SAS 560S permite comutarea pe unul din patru canale (programe), avînd proprietatea de a asigura automat selecția canalului 1 la cuplarea surselor de alimentare.

Circuitul SAS 570S permite selecționarea unui canal din patru fără a asigura o prioritate; el este utilizat ca extensie a circuitului SAS 560S.

Cu excepția acestei particularități cele două circuite sînt identice. În cele ce urmează se va analiza circuitul SAS 560S, precizînd, acolo unde este cazul, detaliile constructive care diferă pentru circuitul SAS 570S.

Schema bloc a circuitului este prezentată în figura 6.1. Semnificația terminalelor este dată în tabelul 6.1.

Semnalele culese de pe senzori sînt introduse prin terminalele 10, 12, 14, 16 și amplificate pentru a putea comanda bascularea bistabililor RS.

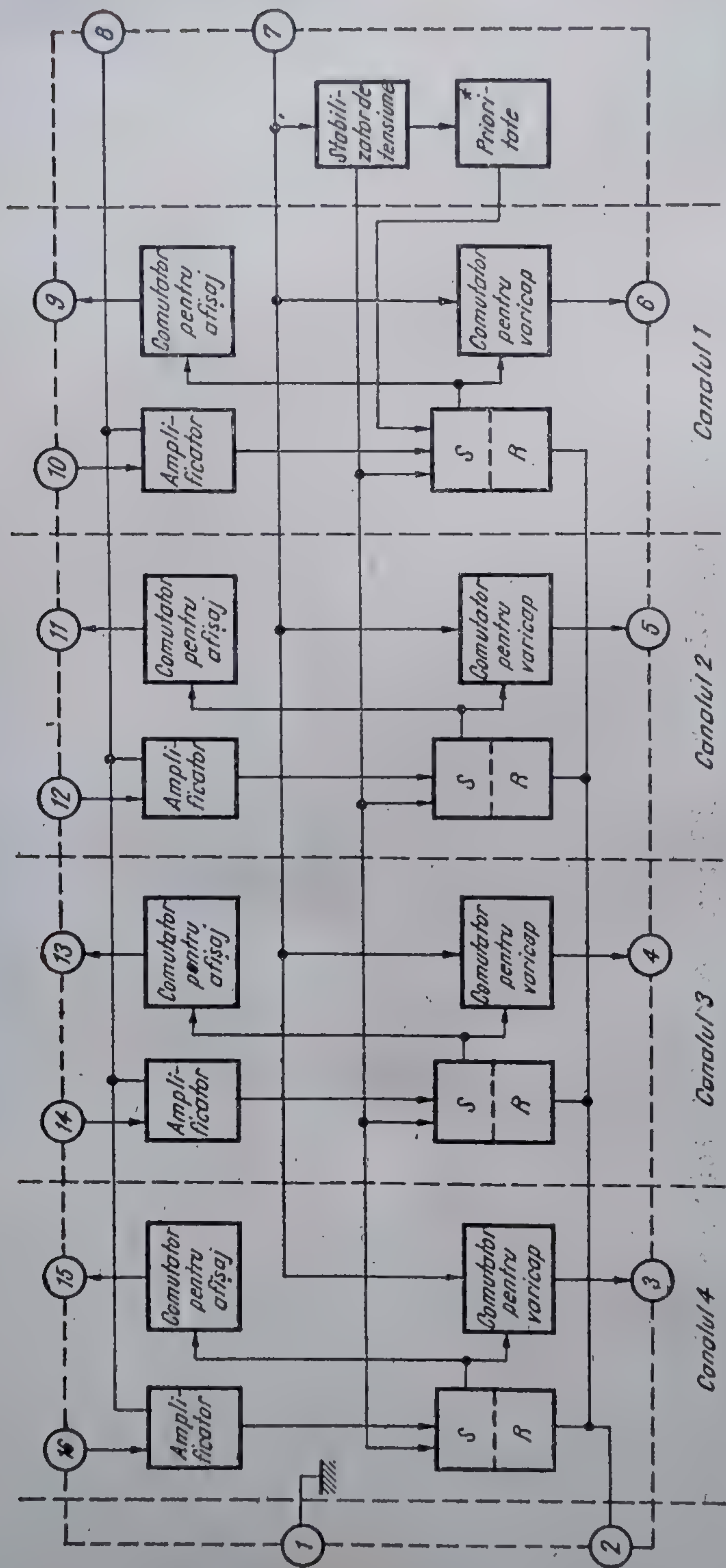
Pentru fiecare canal circuitul are două ieșiri; una pentru comanda diodelor varicap (6, 5, 4; 3) cealaltă pentru comanda unui indicator de afișaj (9, 11, 13, 15).

În aplicațiile tipice, de la prima ieșire se culege potențiometric tensiunea continuă care trebuie aplicată diodei varicap corespunzătoare canalului respectiv. A doua ieșire permite afișarea optică a numărului canalului selecționat și, dacă este necesar, comutarea benzilor de TV, a canalelor sau a gamelor de radio-difuziune (de pildă, utilizînd diode de comutare).

Selecționarea unui canal se realizează prin atingerea unui senzor.

Senzorul poate fi realizat în două variante.

În prima variantă, el este un simplu contact legat la intrarea unuia dintre canale. Comutarea este provocată de zgomotul electric pe care îl colectează corpul celui care atinge senzorul.



* : Acest bloc este activ numai în circuitul SAS 560S

6.1. Schema bloc a circuitelor SAS 560S/SAS 570S.

În a doua variantă, senzorul este prevăzut cu două suprafețe conductoare, între care se închide circuitul electric prin rezistența degetului. Comutarea este determinată de curentul care trece prin deget; în acest caz, aparatul va trebui să fie izolat sau să conțină dispozitive de protecție adecvate. Unul dintre conductoare este conectat la masa aparatului, iar celălalt la o tensiune redusă. Curentul care poate curge între cele două conductoare este foarte mic (tipic, mai mic de $1 \mu\text{A}$) pentru a nu periclita în nici un fel securitatea persoanei care îl atinge. Între senzor și circuit se intercalează un filtru trece-jos; în acest fel se asigură o bună imunitate la comutările nedorite provocate de eventualele zgomote electrice parazite. Imunitatea sporită la zgomote face ca a doua variantă să fie preferată de marea majoritate a aplicațiilor.

Deși circuitul a fost conceput pentru receptoarele radio și TV, el poate fi utilizat și în alte aplicații, de pildă pentru selecționarea sursei de semnal (radio, casetă sau bandă magnetică, disc) în instalațiile muzicale complexe sau pentru orice tastatură din aparatura industrială sau de larg consum (ascensoare, aparate de măsurare și control).

Circuitele SAS 560S și SAS 570S sînt montate într-o capsulă cu 16 terminale de tip TO-117 (vezi tabelul 6.1).

6.2. Schema electrică

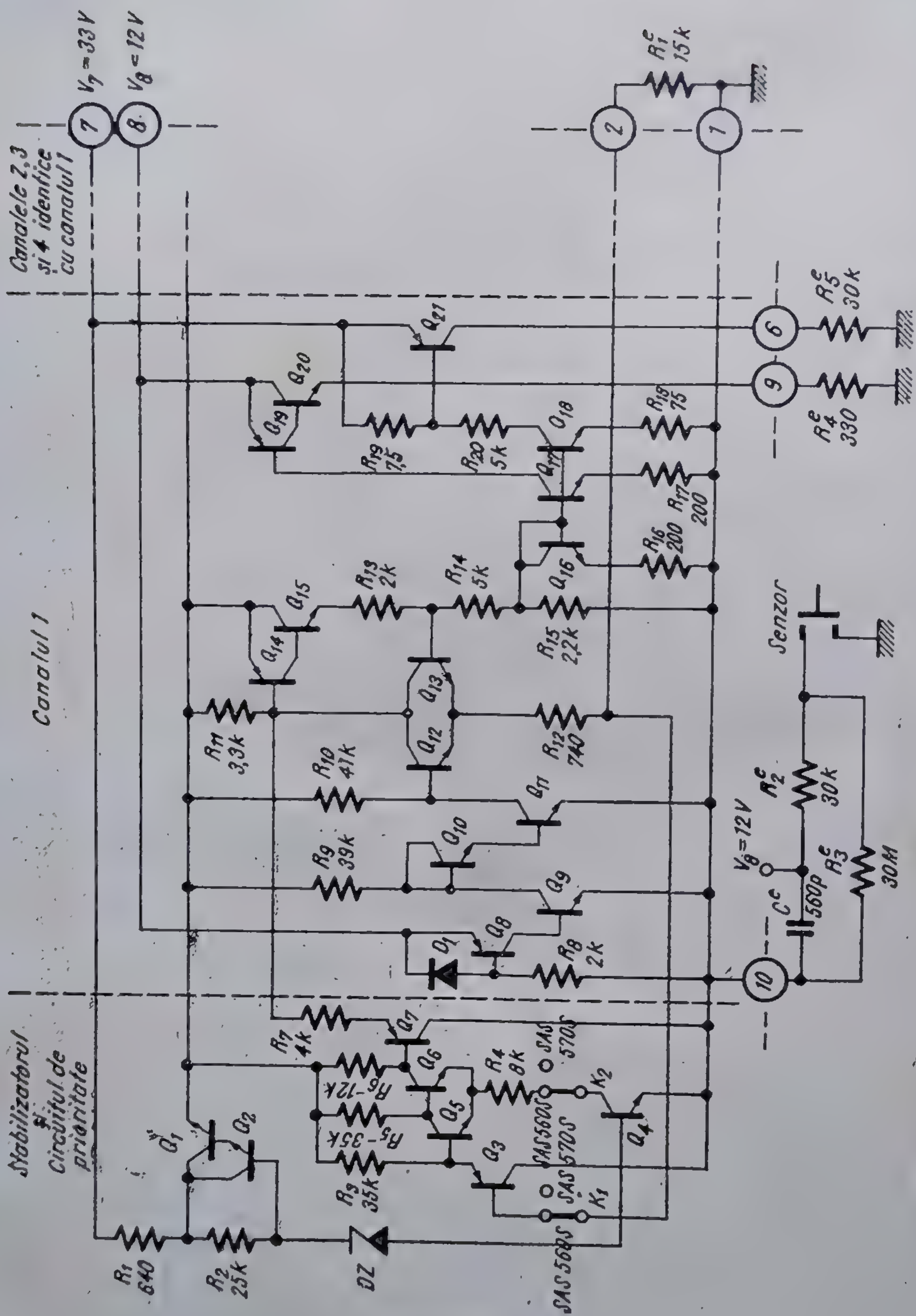
Schema electrică din figura 6.2 conține stabilizatorul de tensiune, circuitul de prioritate și configurația detaliată a unui singur canal, întrucît celelalte canale au o configurație identică.

Elementele externe și valorile tensiunilor corespund circuitului utilizat pentru testarea parametrilor electrice. Aceste date vor fi utilizate în calculele următoare; în plus, se vor accepta aproximațiile uzuale potrivit cărora tensiunea care cade pe o joncțiune pn deschisă este de $0,65 \text{ V}$, iar tensiunea între colectorul și emitorul unui tranzistor saturat este de $0,2 \text{ V}$.

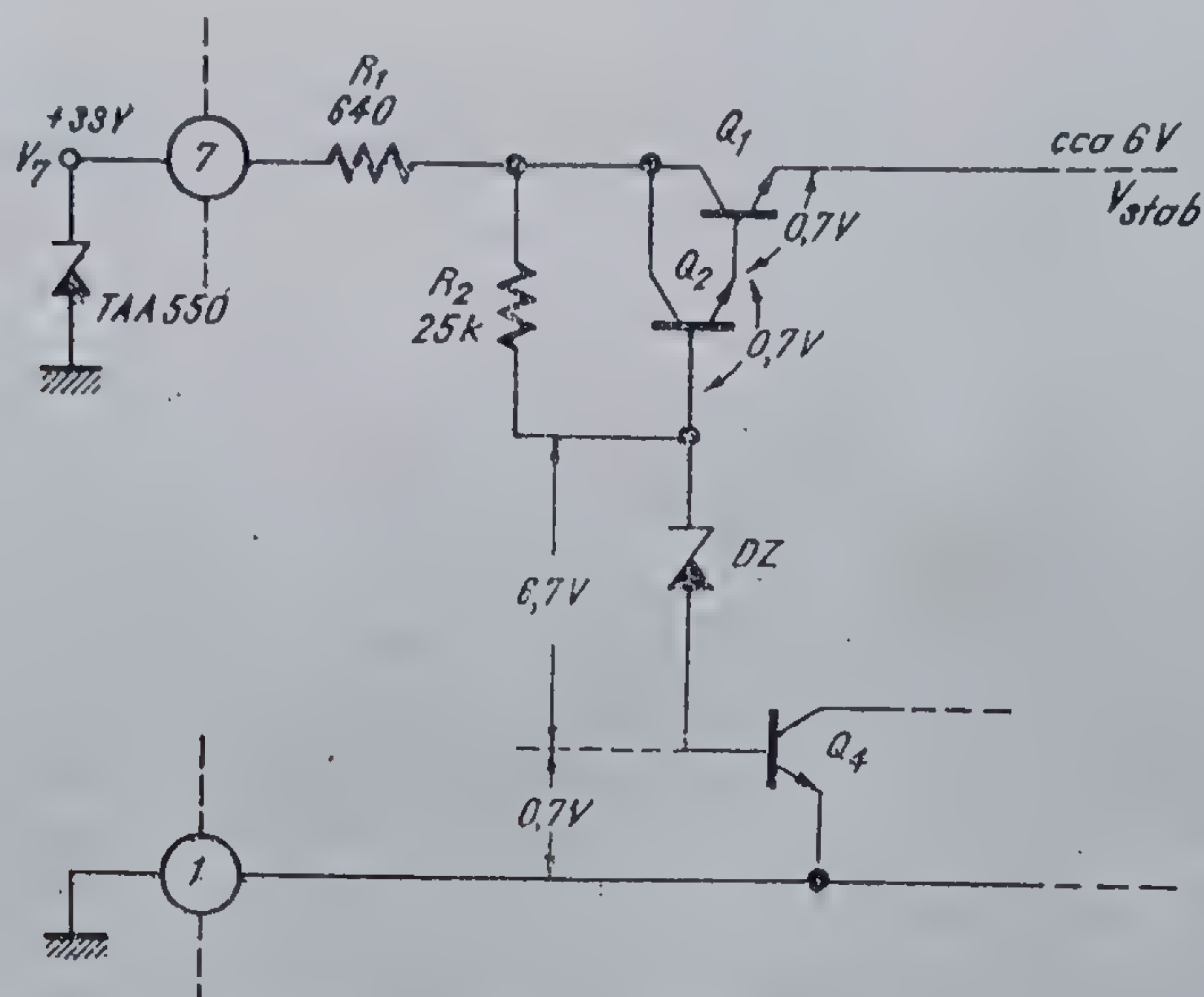
6.2.1. Stabilizatorul

Circuitele SAS 560S/SAS 570S includ un stabilizator parametric simplu a cărui schemă este dată în figura 6.3.

Tensiunea de alimentare $V_7 = 33 \text{ V}$ necesară pentru polarizarea diodelor varicap este stabilizată cu ajutorul circuitului integrat TAA 550 (vezi capitolul 1). Ca urmare, stabilizatorul încorporat poate adopta o schemă simplă.



6.2 Schema electrică detaliată a circuitelor SAS 560S/SAS 570S. Pentru a nu încălca înuți desenul, s-a reprezentat numai canalul 1: canalele 2, 3 și 4 au configurații identice cu canalul 1. Comutatoarele K_1 și K_2 modelează variantele SAS 560S și SAS 570S.



6.3 Schema electrică a stabilizatorului intern.

Elementul serie este realizat de tranzistoarele Q_1 , Q_2 în conexiune Darlington. Curentul prin dioda Zener DZ este furnizat de rezistența R_2 ; valoarea tensiunii stabilizate va fi:

$$V_{stab} = V_Z + V_{BE4} - V_{BE2} - V_{BE1} \quad (6.1)$$

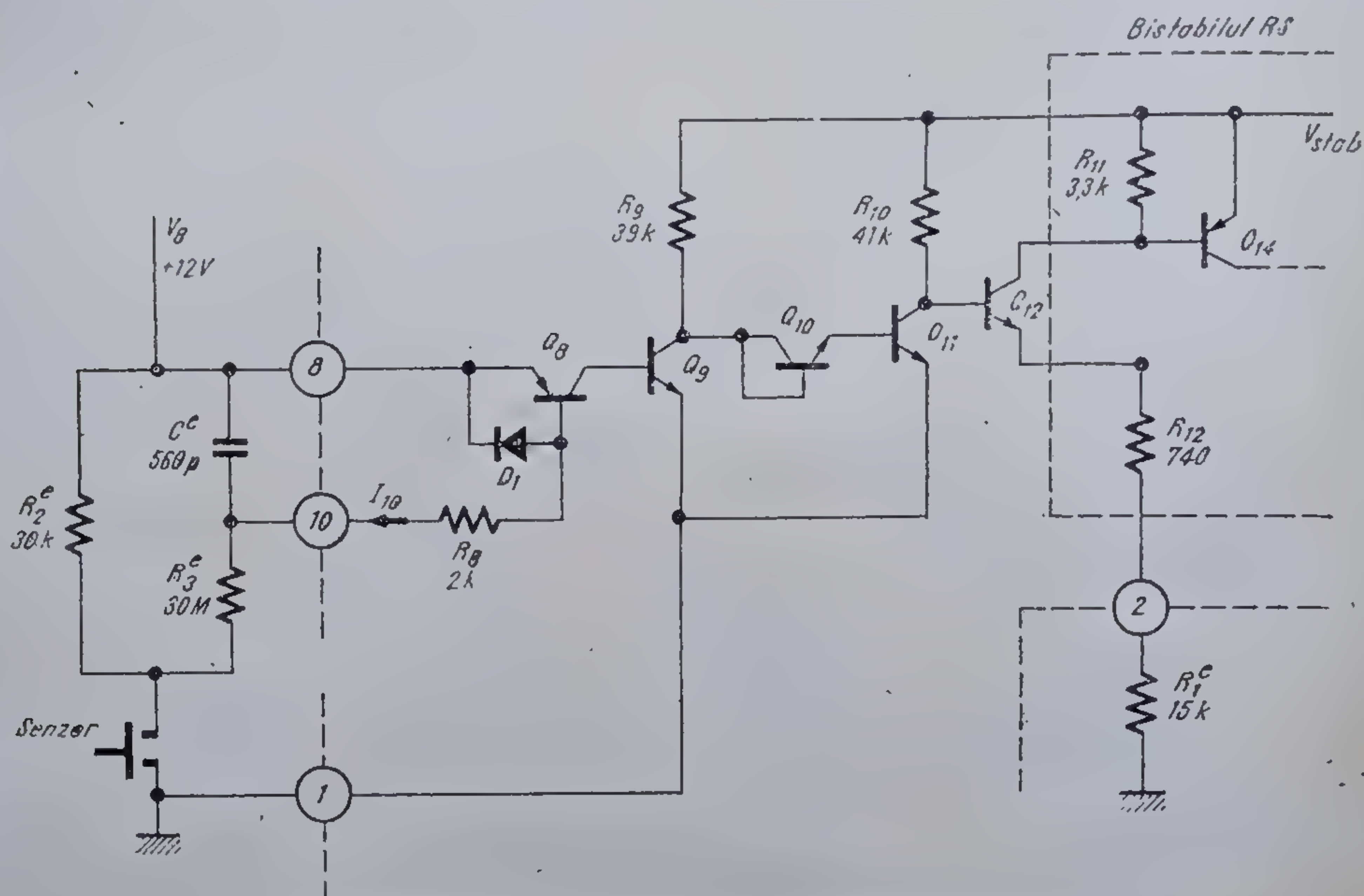
Ținând seama că tensiunea Zener are o valoare tipică pentru procesul planar de 6...7 V*, se va considera că valoarea tensiunii stabilizate care se deduce din fig. 6.3 este, aproximativ:

$$V_{stab} = 6 \text{ V.}$$

Nu s-au luat nici un fel de precauții pentru compensarea variațiilor termice ale tensiunii; după cum se va constata în paragrafele următoare, variații de 0,2...0,3 V ale tensiunii V_{stab} corespunzătoare întregului domeniu de temperaturi de funcționare permis nu afectează funcționarea corectă a circuitului.

Este util de subliniat în acest moment că tensiunea care se va aplica pe dioda varicap în vederea acordului este complet *independentă* de tensiunea stabilizată intern; ea se va obține din tensiunea aplicată pe terminalul 7.

* Dioda Zener este de fapt o joncțiune emitor-bază polarizată invers, a cărei tensiune de străpungere este de 6...7 V.



6.4 Schema electrică a amplificatorului de intrare.

6.2.2. Amplificatorul de intrare

Circuitul din figura 6.4 sesizează atingerea senzorului de intrare prin apariția unui curent între terminalul de intrare al unui canal și masă. Acest curent este amplificat până la un nivel la care poate amorsa bascularea bistabilului RS.

Între senzor și intrarea circuitului s-a intercalat rezistența R_3 pentru a limita curentul absorbit din baza tranzistorului Q_8 . Capacitatea C_c are rolul de a filtra zgomotul care poate apare la intrare; constanta de timp asociată cu grupul $R_3 C_c$ este de 16,8 ms. Rezistența R_2 asigură o cale de curent pentru descărcarea condensatorului C_c atunci când senzorul nu mai este acționat.

Primul tranzistor pe calea de amplificare, Q_8 , este un tranzistor de tip *pnp* în conexiunea cu emitorul comun. Emitorul este conectat la sursa de 12 V de la terminalul 8. Baza acestui tranzistor este protejată intern cu ajutorul diodei D_1 pentru cazul în care terminalul 10 (intrarea) ar fi conectat la o tensiune mai mare de 12 V. Protecția pentru cazul în care intrarea ar fi scurtcircuitată la masă se face cu ajutorul rezistenței R_8 .

Curentul de colector al tranzistorului Q_8 este furnizat bazei tranzistorului Q_9 . După cum se va arăta, tranzistorul Q_9 deschis trebuie să asigure blocarea tranzistorului Q_{11} . Această observație permite stabilirea unei condiții pentru valoarea minimă a produsului factorilor de amplificare în curent ai tranzistoarelor Q_8 și Q_9 .

Curentul de colector al tranzistorului Q_9 , atunci când tranzistorul Q_{11} intră în regiunea de blocare este:

$$I_9 \geq \frac{V_{stab} - V_{BE10} - V_{BE11}}{R_9} \quad (6.2)$$

Curentul absorbit din intrarea 10 va trebui deci să depășească valoarea:

$$I_{10} \geq \frac{I_9}{\beta_8 \beta_9} = \frac{1}{\beta_8 \beta_9} \cdot \frac{V_{stab} - V_{BE10} - V_{BE11}}{R_9} \quad (6.3)$$

Limita de catalog pentru valoarea maximă a curentului I_{10} fiind de 300 nA, rezultă:

$$\beta_8 \beta_9 \geq \frac{V_{stab} - V_{BE10} - V_{BE11}}{R_9 I_{10}} = \frac{6 - 0,65 - 0,65}{39 \cdot 10^3 \cdot 300 \cdot 10^{-9}} \cong 400 \quad (6.4)$$

Tranzistorul Q_8 are o structură specială, care permite o reducere importantă a curentului rezidual; în schimb, factorul de amplificare în curent este mult redus.

Cu toate acestea, produsul $\beta_8 \beta_9$ are o valoare tipică de trei ori mai mare decât limita de mai sus, astfel că se poate declanșa comutarea absorbind, din intrarea amplificatorului un curent cu o valoare tipică de 100 nA.

În aplicații, curentul se închide între cele două contacte ale senzorului printr-o porțiune din pielea degetului care atinge senzorul.

Rezistența electrică a pielii are variații importante de la o persoană la alta, sau, pentru o aceeași persoană, de la un moment la altul, în funcție de umiditate, temperatură etc. Rezistența electrică a senzorului mai depinde și de geometria și starea suprafeței contactelor.

În ansamblu, domeniul tipic de variație este de $10^4 \dots 10^6 \Omega$. Ca urmare, se poate trage concluzia că sensibilitatea circuitelor SAS 560S/SAS 570S este acoperitoare, permițând o comandă sigură, prin simpla atingere a suprafeței senzorului.

După cum s-a arătat, atunci când produsul $\beta_8 \beta_9$ este suficient de mare, atingerea senzorului conduce la blocarea tranzistorului Q_{11} . La rândul său, acesta provoacă saturarea tranzistorului Q_{12} , care comandă bascularea bistabililor RS, selecționând canalul respectiv. Potențialul terminalului 2, V_2 , în situația cu senzorul acționat, este determinat de amplificatorul de intrare:

$$V_2 = \frac{R_1^e}{R_1^e + R_{12}} (V_{stab} - V_{BE14} - V_{CEsat12}) = \frac{15}{15 + 0,74} (6 - 0,65 - 0,2) = 4,90 \text{ V} \quad (6.5)$$

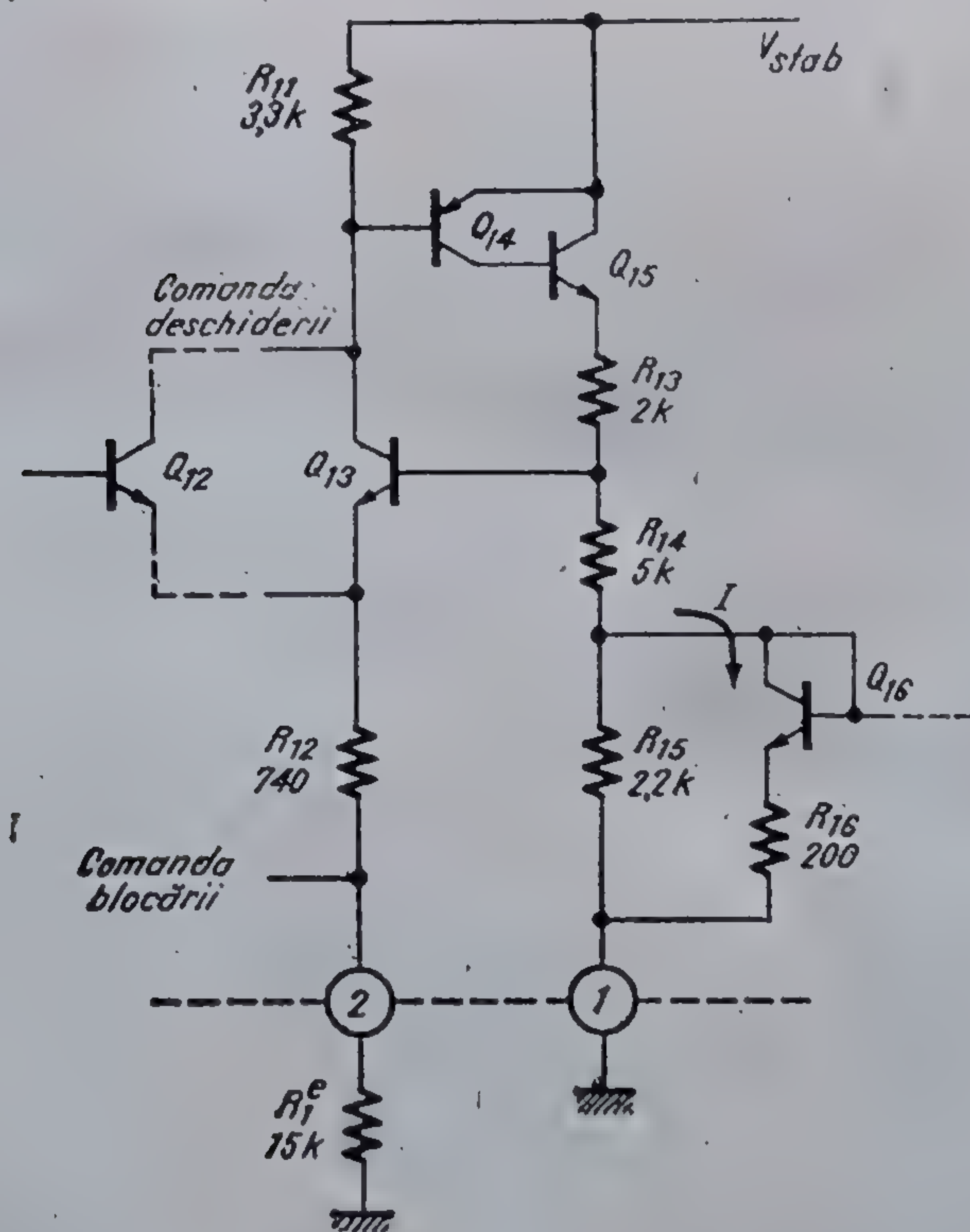
Valoarea reală a tensiunii V_2 este afectată de dispersia importantă a tensiunii stabilizate și a rezistențelor. În catalog se acceptă $V_2 = 4,2 \dots 5,5 \text{ V}$.

6.2.3. Circuitul basculant bistabil RS

Circuitul bistabil din figura 6.5 este realizat cu tranzistoare complementare. Grupul Q_{14}, Q_{15} formează un tranzistor pnp echivalent, cu amplificare mare în curent. În absența rezistenței R_{13} , el ar forma, împreună cu tranzistorul nnp Q_{13} , o configurație echivalentă unui tiristor. Rolul rezistenței R_{13} va fi precizat ulterior.

Cele două stări stabile sînt evidente: tranzistoarele Q_{13}, Q_{14} și Q_{15} sînt fie simultan deschise, fie simultan blocate.

Comanda deschiderii tranzistoarelor se dă prin absorbirea unui curent din baza tranzistorului Q_{14} ; deschiderea acestuia determină ieșirea tranzistorului Q_{15} din blocare. Q_{15} furnizează curentul de bază al tranzistorului Q_{13} care va absorbi și mai mult curent din baza lui Q_{14} , determinînd automenținerea stării.



6.5 Schema electrică a bistabilului RS.

Comanda blocării bistabilului se dă prin ridicarea potențialului V_2 al terminalului 2, respectiv al emitorului tranzistorului Q_{13} . Blocarea tranzistorului Q_{13} înseamnă tăierea curentului de bază al tranzistorului Q_{14} și blocarea grupului Q_{14}, Q_{15} ; dispăre astfel și curentul de bază al tranzistorului Q_{13} .

Toate tranzistoarele se blochează și starea se menține atîta timp cît din nodul în care sînt legate baza tranzistorului Q_{14} și rezistența R_{11} nu se absoarbe curent, sau se absoarbe un curent mai mic decît $V_{BE14(\min)}/R_{11}$, adică $0,4 \text{ V}/3,3 \text{ k}\Omega \simeq 0,13 \text{ mA}$.

Terminalul 2 este conectat intern la toate bistabilele RS (vezi figura 6.1).

În starea cu senzorul neacționat, potențialul V_2 este stabilit de acela dintre bistabile care se află în starea cu toate tranzistoarele saturate. Pentru a-l calcula, se apelează la schema din figura 6.5; neglijînd în primă aproximație căderea de tensiune pe rezistența R_{16} , se obține:

$$V_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_{12}} \left[\frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} (V_{stab} - V_{CE sat 14} - V_{BE15} - V_{BE16}) + V_{BE16} - V_{BE13} \right] =$$

$$= \frac{15}{15 + 0,74} \left[\frac{5}{2 + 5} (6 - 0,2 - 0,65 - 0,65) + 0,65 - 0,65 \right] = 3,06 \text{ V} \quad (6.6)$$

Limitele de catalog sînt 2,6 ... 3,7 V.

Din calculul de mai sus rezultă că ridicarea potențialului terminalului 2 peste 3,7 V conduce la blocarea tranzistoarelor echivalente cu Q_{13} din toate circuitele bistabile RS . S-a arătat însă că acționarea unui senzor conduce la ridicarea potențialului V_2 la 4,2 ... 5,5 V (vezi relația 6.5). Această înseamnă că în toate bistabilele legate la același terminal 2 tranzistorul echivalent cu Q_{13} se blochează. Pe de altă parte, tranzistorul Q_{12} absoarbe curent, menținînd deschis grupul echivalent cu Q_{14} , Q_{15} din bistabilul canalului selecționat. În momentul în care senzorul nu mai este acționat, bistabilul canalului selecționat trece în starea cu toate tranzistoarele deschise, în timp ce celelalte rămîn în starea cu toate tranzistoarele blocate: *canalul dorit a fost selecționat*.

Starea de canal selecționat se manifestă prin închiderea comutatoarelor aferente. Comutatoarele sînt comandate de curentul notat cu I în figura 6.5, furnizat de tranzistorul Q_{15} . După cum s-a arătat, amplificatorul de intrare determină deschiderea tranzistorului Q_{15} de îndată ce este acționat senzorul. Rezultă deci că aprinderea afișajului și aplicarea tensiunii corespunzătoare canalului ales pe dioda varicap *au loc din momentul atingerii senzorului*; bistabilul RS are rolul ca la încetarea acționării senzorului să memoreze starea de canal selecționat.

La atingerea a doi senzori simultan se vor aprinde ambele afișaje care le corespund, dar tensiunea aplicată pe dioda varicap va avea o valoare întâmplătoare, care nu va corespunde posturilor sau canalelor preselectate. Este însă imposibil ca doi bistabili RS să memoreze simultan starea de canal selecționat. Probabilitatea ca acționarea a doi senzori să înceteze simultan este practic nulă; chiar și în acest caz, neîmperecherile inerente vor da câștig de cauză *unui singur canal*.

6.2.4. Comutatoarele

Starea de canal selecționat este starea cu toate tranzistoarele bistabilului deschise.

În acest caz, grupul Q_{16} , R_{16} este parcurs de un curent I , care se poate determina din schema din figura 6.5, neglijând curentul de bază al tranzistorului Q_{13} .

Sistemul de ecuații obținut prin aplicarea teoremelor lui Kirchhoff este:

$$\begin{cases} (R_{13} + R_{14})I_{R14} + R_{15}I_{R15} = V_{stab} - V_{CEsat14} - V_{BE15}, \\ R_{15}I_{R15} = V_{BE16} + R_{16}I, \\ I_{R14} = I_{R15} + I, \end{cases} \quad (6.7)$$

cu soluția:

$$\begin{aligned} I &= \left[\frac{R_{15}}{R_{13} + R_{14} + R_{15}} (V_{stab} - V_{CEsat14} - V_{BE15}) - V_{BE16} \right] \cdot \frac{1}{R_{16} + \frac{(R_{13} + R_{14})R_{15}}{R_{13} + R_{14} + R_{15}}} = \\ &= \left[\frac{2,2}{2 + 5 + 2,2} (6 - 0,2 - 0,65) - 0,65 \right] \cdot \frac{1}{0,2 + \frac{(2 + 5)2,2}{2 + 5 + 2,2}} = 0,31 \text{ mA}. \end{aligned} \quad (6.8)$$

Pe de altă parte:

$$I_{R14} = 0,62 \text{ mA}. \quad (6.9)$$

Curentul I reprezintă semnalul de intrare în comutatoarele reprezentate în figura 6.6. Mai întâi, curentul este bifurcat prin tranzistoarele Q_{17} și Q_{18} care, împreună cu Q_{16} , formează un montaj de tip oglindă de curent cu rezistențe în emitori; apoi, cei doi curenți rezultați provoacă deschiderea tranzistoarelor comutatoare, care au și rolul de amplificatoare de curent.

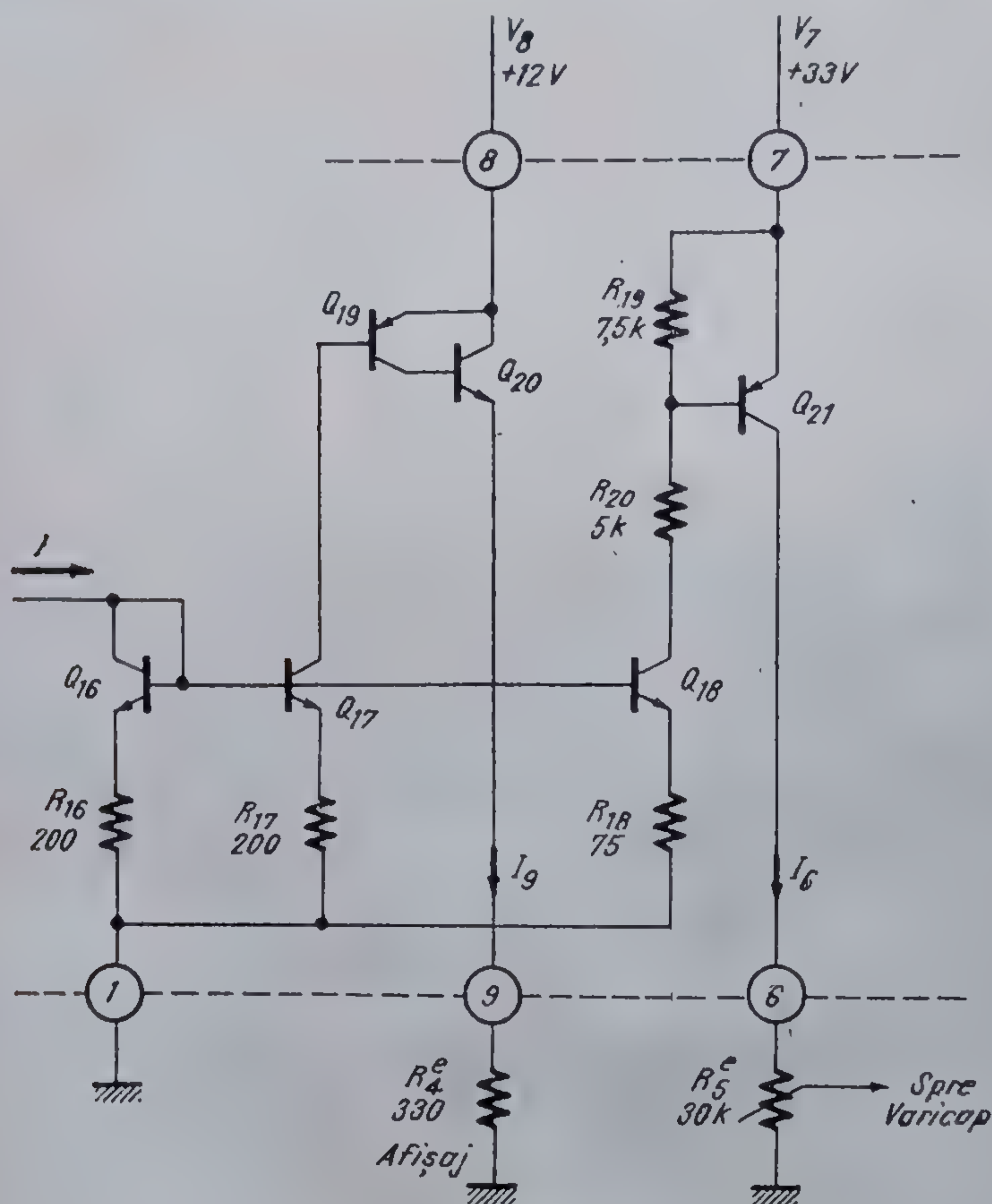
Tranzistoarele Q_{16} , Q_{17} și Q_{18} au arii identice. Raportul curenților lor de colector este fixat de rezistențele R_{16} , R_{17} și R_{18} .

Întrucât $R_{16} = R_{17}$, rezultă:

$$I_{C17} = I = 0,31 \text{ mA}$$

Acest curent alimentează baza tranzistorului pnp echivalent format din Q_{19} și Q_{20} . Ca urmare, curentul I_{C17} este puternic amplificat (aproximativ, de $\beta_{19}\beta_{20} \geq 2000$ ori). Tensiunea care cade pe grupul comutator Q_{19} , Q_{20} deschis va fi:

$$V_{9-8} = V_{CEsat19} + V_{BE20} = 0,9 \text{ V}. \quad (6.10)$$



6.6 Schema electrică a comutatoarelor pentru afișaj și pentru varicap.

În această relație, s-a ținut seama de faptul că tranzistoarele lucrează la nivele relativ ridicate de curent și vor avea căderi de tensiuni ceva mai mari decât valorile standard. În particular, tranzistorul Q_{20} , care asigură practic curentul pentru dispozitivele de afișaj, are o arie mare, care îi permite să funcționeze la nivele mai mari de curent. Valoarea maximă acceptabilă în curent continuu este de 55 mA (în impuls este de 100 mA). Pe de altă parte, creșterea ariei duce și la creșterea curentului rezidual în starea blocat; în catalog se garantează un curent mai mic de 10 μ A. Și această cifră este larg acoperitoare față de valorile experimentale.

Caracteristica de ieșire tipică a grupului Q_{19}, Q_{20} în starea deschis este prezentată în figura 6.7.a. Parametrul de catalog V_{9-8} (respectiv pentru celelalte canale V_{11-8} , V_{13-8} și V_{15-8}) se măsoară la un curent dictat de rezistența R_4^e :

$$I_{R_4^e} = (V_8 - V_{9-8}) / R_4^e = (12 - 0,9) / 0,33 \cdot 10^3 = 33,6 \text{ mA.} \quad (6.11)$$

Tensiunea V_{9-8} are valoarea tipică de 0,9 V; valoarea maximă de catalog este de 1,5 V.

Pentru determinarea regimului de curent al comutatorului pentru varicap trebuie început prin a calcula curentul de colector al tranzistorului Q_{18} , I_{C18} .

În acest caz, aproximarea $V_{BE} = \text{const.}$ nu mai este aplicabilă; în scrierea teoremei lui Kirchhoff trebuie avută în vedere dependența dintre tensiunea V_{BE} și curentul de emitor:

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_E}{I_0}, \quad (6.12)$$

unde V_T este potențialul termic ($V_T = kT/q = 25,9$ mV la 27°C) și I_0 este curentul de saturație al joncțiunii emitor-bază,

$$V_{BE16} + R_{16}I_{E16} = V_{BE18} + R_{18}I_{E18} = 0. \quad (6.13)$$

Înlocuind expresia 6.12 pentru V_{BE} și ținând seama că tranzistoarele Q_{16} și Q_{18} au arii egale, deci și curenți de saturație ai joncțiunilor egali, se obține:

$$V_T \ln \frac{I_{E16}}{I_{E18}} + R_{16}I_{E16} - R_{18}I_{E18} = 0. \quad (6.14)$$

Ecuția (6.14) este transcendentă. Soluția ei numerică, obținută pentru $V_T = 25,9$ mV, $R_{16} = 200$ Ω , $I_{E16} = 0,31$ mA, $R_{18} = 75$ Ω este:

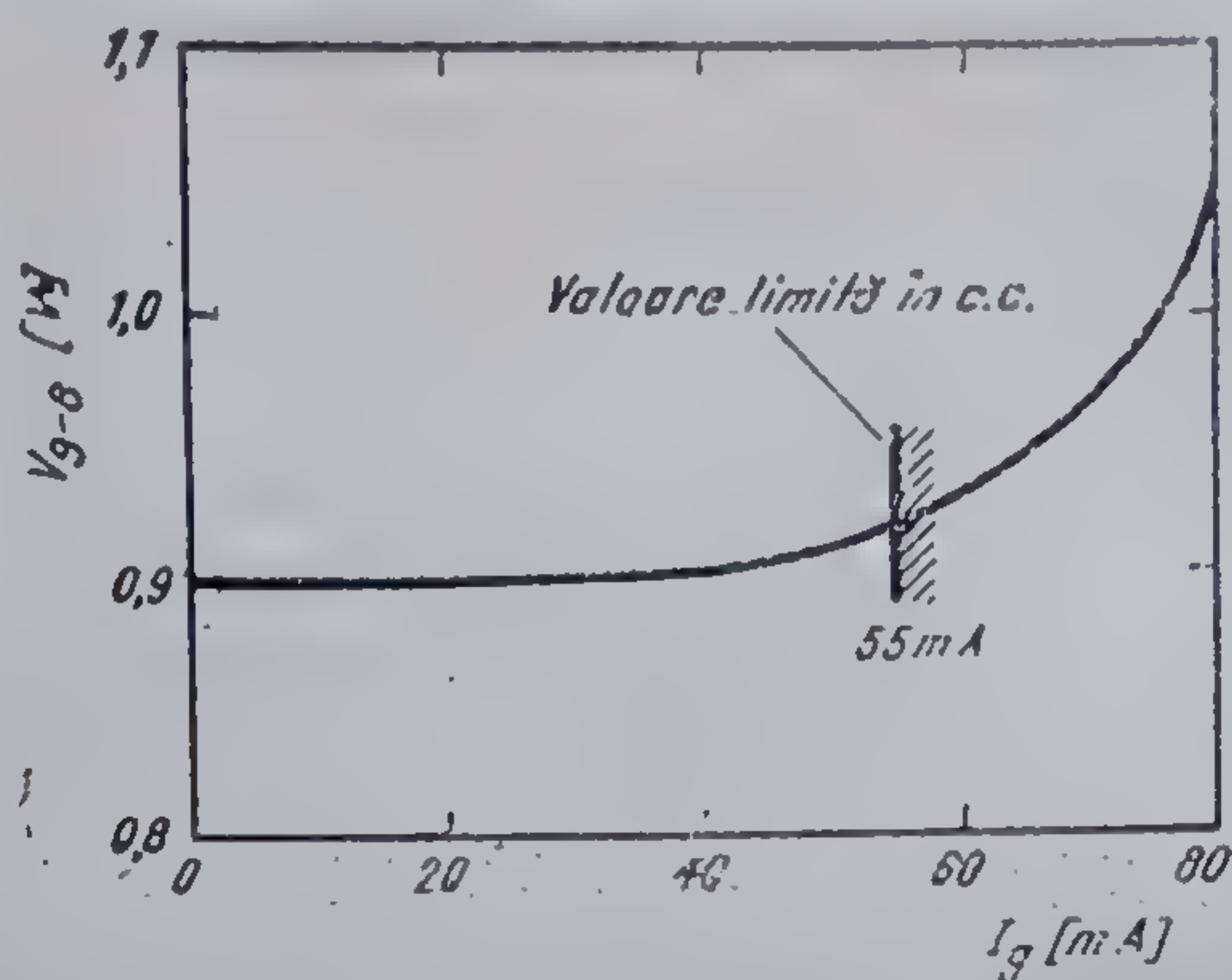
$$I_{E18} = 0,6 \text{ mA}. \quad (6.15)$$

Curentul de colector al tranzistorului Q_{18} este fixat la o valoare mai mare pentru a permite utilizarea unui singur tranzistor comutator: Q_{21} . Sarcina tranzistorului Q_{21} este un potențiomtru de pe care se culege tensiunea pentru polarizarea diodei varicap. Posibilitatea de a alege un potențiomtru cu rezistență mare face inutil efortul de a debita un curent mare; pe de altă parte, stabilitatea valorii tensiunii în timp și cu temperatura este esențială, deoarece ea se regăsește divizată, pe dioda varicap.

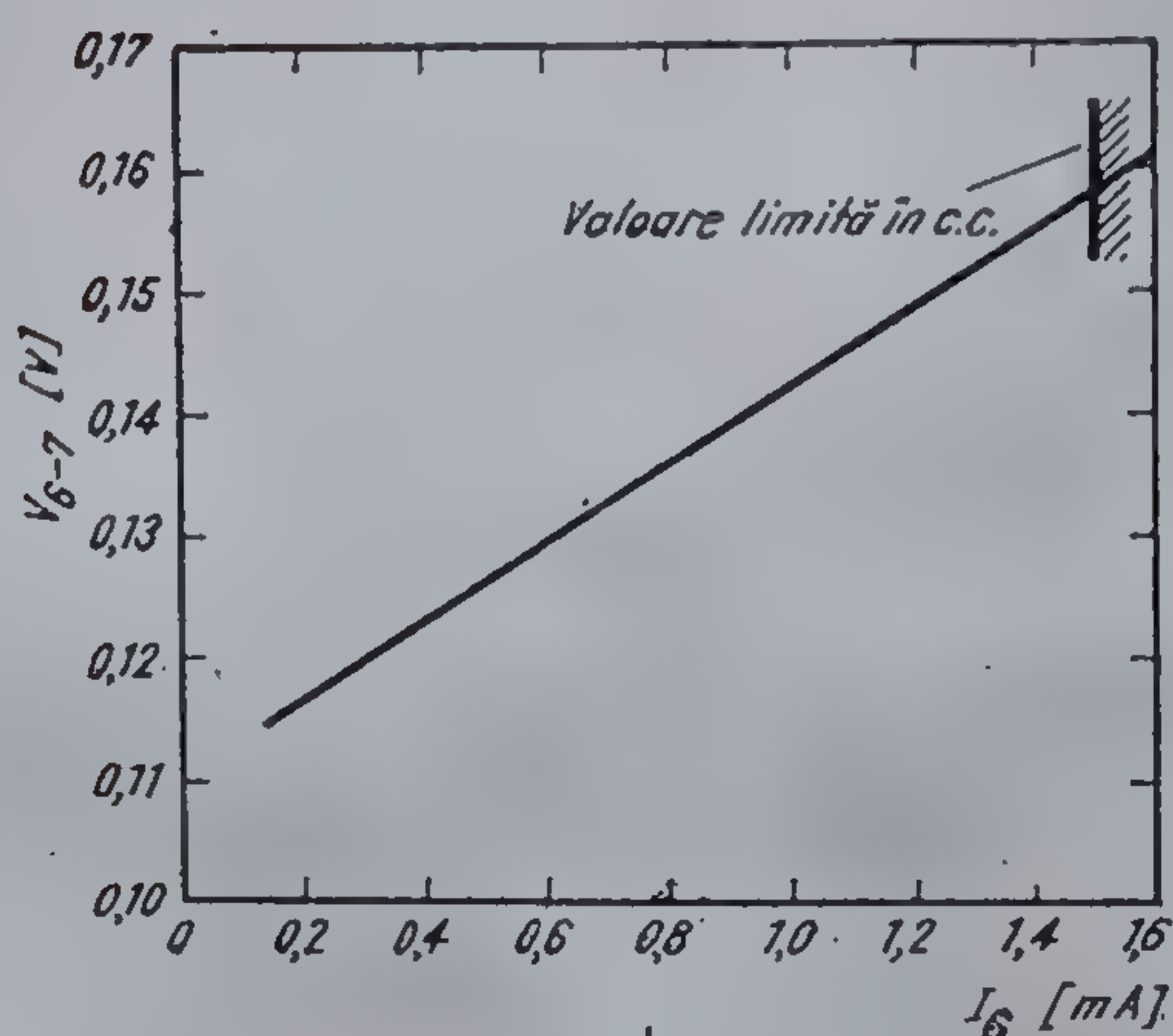
Tensiunea între terminalul 6 și terminalul 7, V_{6-7} , este reprezentată în figura 6.7.b, în funcție de curentul furnizat prin terminalul 6:

$$V_{6-7} = V_{CEsat21}. \quad (6.16)$$

În domeniul $25^\circ\text{C} \dots 55^\circ\text{C}$, coeficientul de temperatură al acestei tensiuni nu depășește 1 mV/ $^\circ\text{C}$, avînd o valoare tipică de 0,3 mV/ $^\circ\text{C}$. Comparată cu valoarea de aproximativ 33 V a tensiunii care cade pe potențiomtrul conectat la terminalul 6, aceasta reprezintă o variație tipică mai mică $10^{-3}\%$ / $^\circ\text{C}$.



a



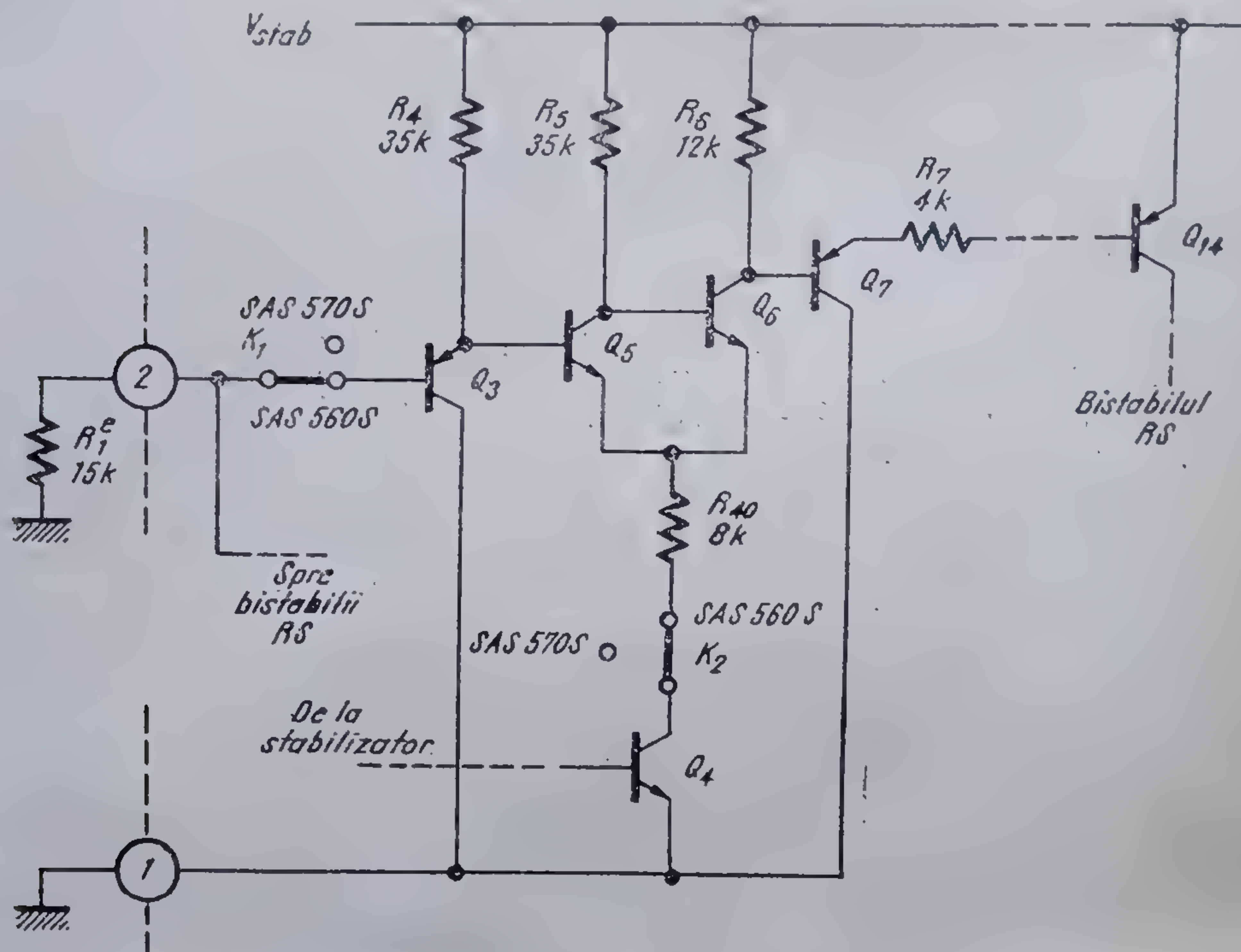
b

6.7. Caracteristicile de ieșire ale comutatoarelor în starea deschis. (a) Comutatorul pentru afișaj. (b) Comutatorul pentru varicap.

Se interzice depășirea valorii de 1,5 mA a curentului debitat de Q_{21} . Curentul rezidual al tranzistorului Q_{21} blocat nu depășește în nici un caz 1 μ A. Prin urmare este necesar ca din proiectarea sistemului de taste să se evite cu orice preț scurtcircuitarea în orice fel a terminalului 6 spre masă.

6.2.5. Circuitul de prioritate

Acest bloc este activ numai în circuitul SAS 560S; constructiv, el există și în circuitul SAS 570S, dar este scos din funcțiune prin întreruperea unor trasee conductoare care interconectează elementele de circuit. În figura 6.8 aceste întreruperi sînt modelate de comutatoarele K_1 și K_2 .



6.8. Schema electrică a circuitului de prioritate.

La cuplarea sursei de alimentare la terminalul 7, toate bistabilele RS rămân, în primul moment, blocate (în cazul circuitului SAS 570S, ele rămân blocate pînă la acționarea unui senzor). Prin rezistența R_1^e nu curge nici un curent, deci $V_2 = 0$.

Tranzistorul Q_3 se deschide, tensiunea în emitorul său va fi de $0,65\text{ V}$. Tranzistorul Q_5 este blocat (pentru a se deschide are nevoie de o tensiune în bază egală cel puțin cu $V_{BE5} + V_{CEsat14} \approx 0,85\text{ V}$).

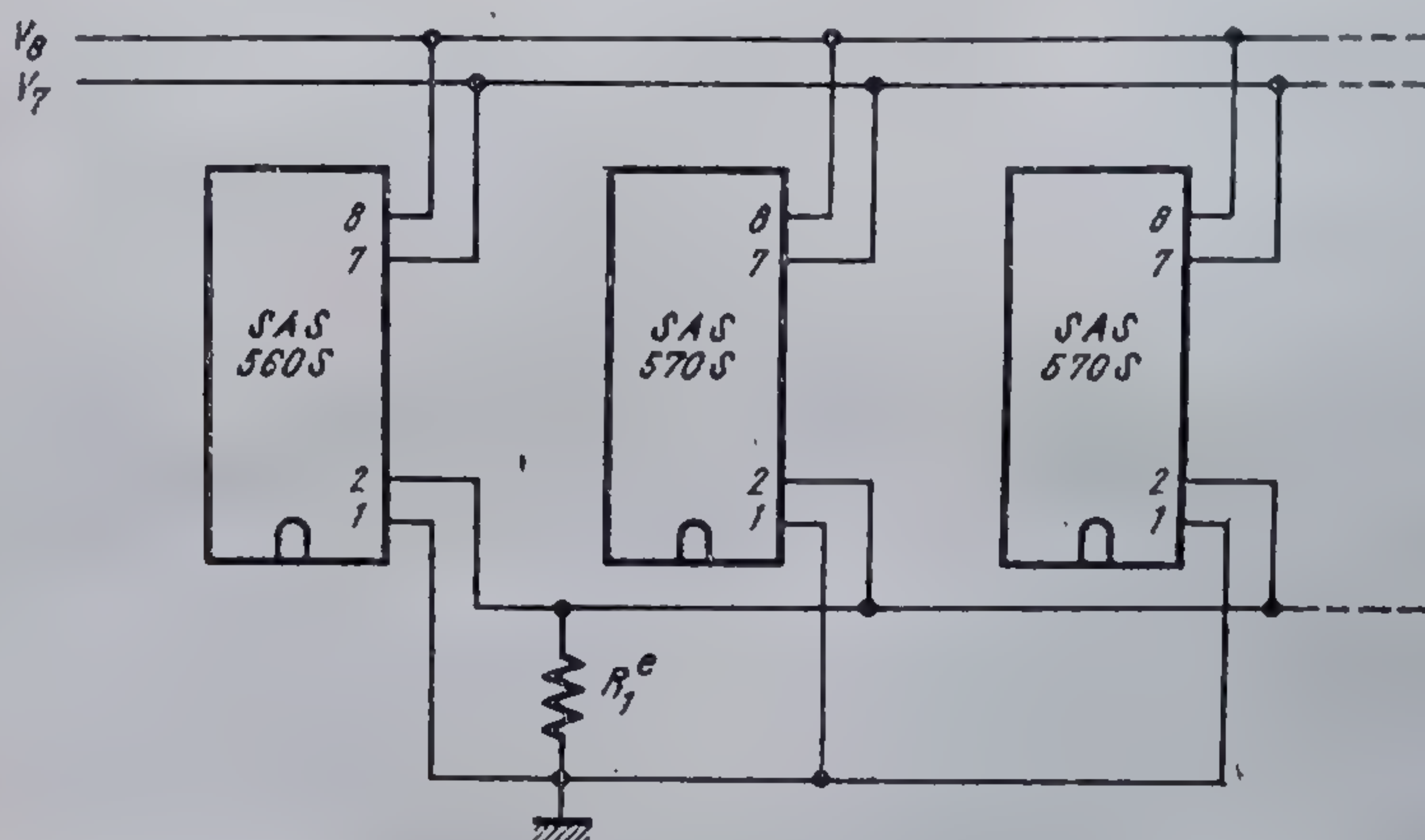
Ca urmare, tranzistoarele Q_6 și Q_7 se deschid, iar Q_7 absoarbe curent din baza tranzistorului Q_{14} . După cum s-a arătat în § 6.2.3, aceasta provoacă bascularea bistabilului RS în starea cu toate tranzistoarele deschise. Acest mecanism asigură selecționarea canalului 1 la cuplarea sursei de alimentare.

De îndată ce a fost selecționat un canal, circuitul de prioritate este inhibat. Inhibarea se realizează automat, deoarece potențialul V_2 se ridică la o valoare mai mare decît $V_{CEsat14}$. În § 6.2.3 s-a arătat că în funcționare normală V_2 nu scade niciodată sub $2,6\text{ V}$ (vezi relația 6.6).

Ridicarea potențialului terminalului 2 repetată în emitorul tranzistorului Q_3 determină saturarea tranzistorului Q_5 , ceea ce antrenează blocarea grupului Q_6, Q_7 .

6.2.6. Extinderea numărului de canale

În general, un circuit SAS 560S este utilizat împreună cu unul sau mai multe circuite SAS 570S pentru a construi tastaturi cu mai mult de 4 canale; fiecare nou circuit SAS 570S adaugă încă 4 canale. Uzual la TV alb-negru se folosește un SAS 560S și un SAS 570S, adică 8 canale. La unele TV color se folosesc două SAS 570S, deci 12 canale.



6.9 Schema de interconectare pentru extinderea numărului de canale.

Extinderea numărului de canale se realizează foarte simplu, prin conectarea tuturor terminalelor cu numărul 2 la o aceeași rezistență de cuplaj R_1^e . În figura 6.9 s-au reprezentat modulele necesare pentru o tastatură cu 12 canale (12 programe); numărul circuitelor SAS 570S care se pot cupla în continuare este practic nelimitat.

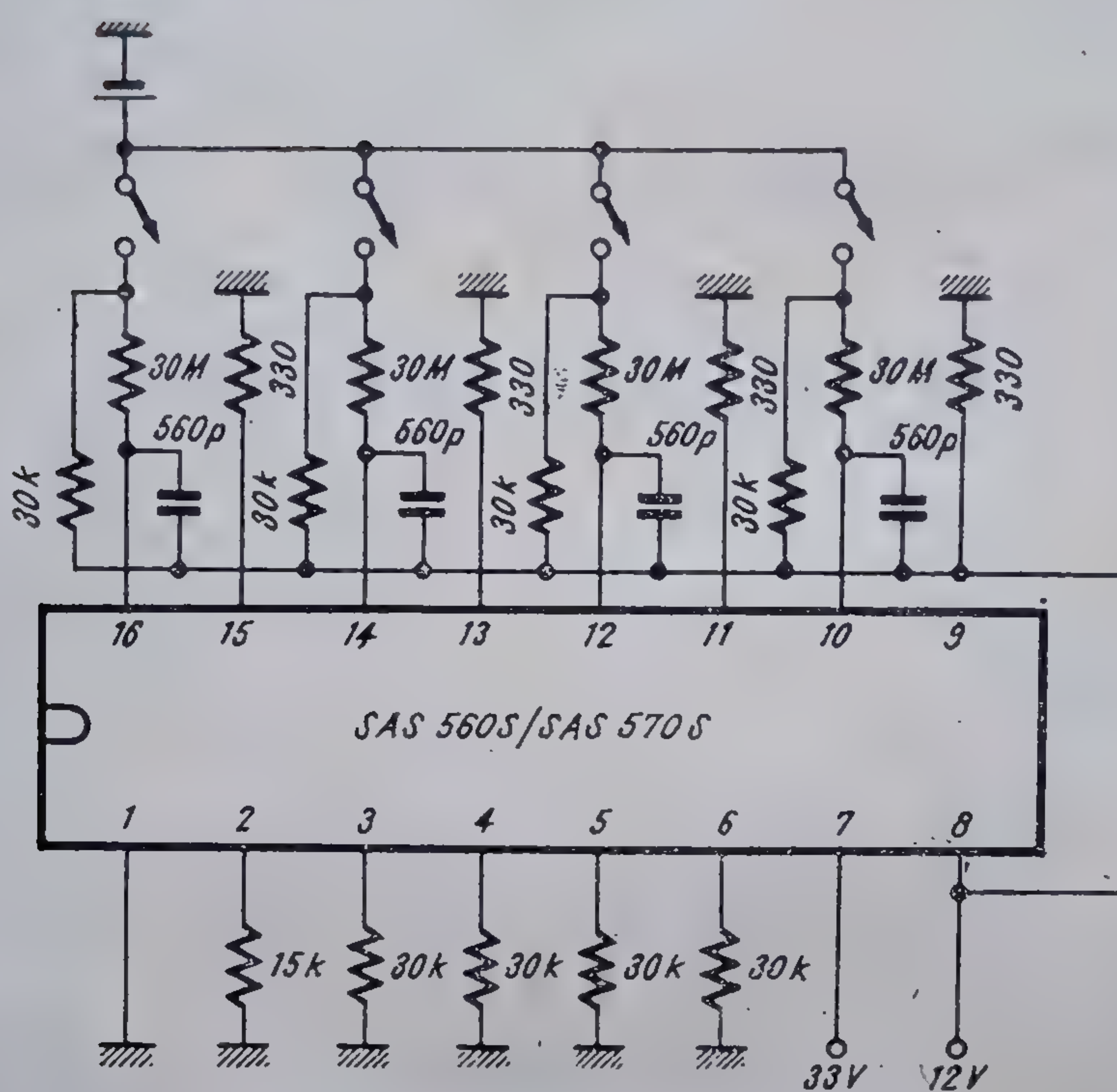
Este evident că oricâte module s-ar adăuga, în starea selecționat se va afla un singur canal. Ca urmare, valoarea rezistenței R_1^e nu trebuie modificată la extinderea numărului de canale.

6.3. Parametri

Definire parametrilor și valorile lor limită și tipice sînt prezentate în tabelul 6.1.

6.3.1. Măsurări la fabricant

La fabricant se verifică, într-un sistem automat pilotat de calculator, toți parametrii electrice din tabela 6.1 cu ajutorul circuitului din figura 6.10.



6.10 Circuitul pentru măsurarea parametrilor electrice.

Tabelul 6.1

SAS 560S, SAS 570S

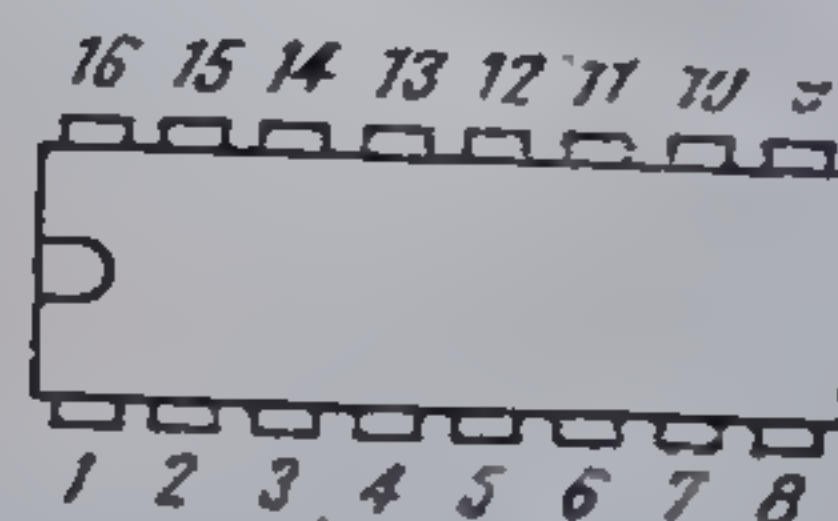
COMUTATOR SENZORIAL PENTRU TUNERE CU VARICAPURI

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare la terminalul 7	36 V
Tensiunea de alimentare la terminalul 9	26,5 V
Tensiunea aplicată la terminalul 2	6 V
Curentul pentru afișaj	55 mA
Curentul pentru varicap	1,5 mA
Gama temperaturilor de funcționare	0°C ... 70°C
Gama temperaturilor de stocare	-40°C ... +125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

SAS 560S, SAS 570S



Capsulă TO-117
vedere de sus

1. Masa	9. Intrare, 4
2. Cuplare	10. Ieșire afișaj, 4
3. Ieșire varicap, 4	11. Intrare, 3
4. Ieșire varicap, 3	12. Ieșire afișaj, 3
5. Ieșire varicap, 2	13. Intrare, 2
6. Ieșire varicap, 1	14. Ieșire afișaj, 2
7. Alimentare V_7	15. Intrare, 1
8. Alimentare V_8	16. Ieșire afișaj, 1

Tabelul 6.1 (continuare)

SAS 560S, SAS 570S

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$, dacă nu se specifică altfel)

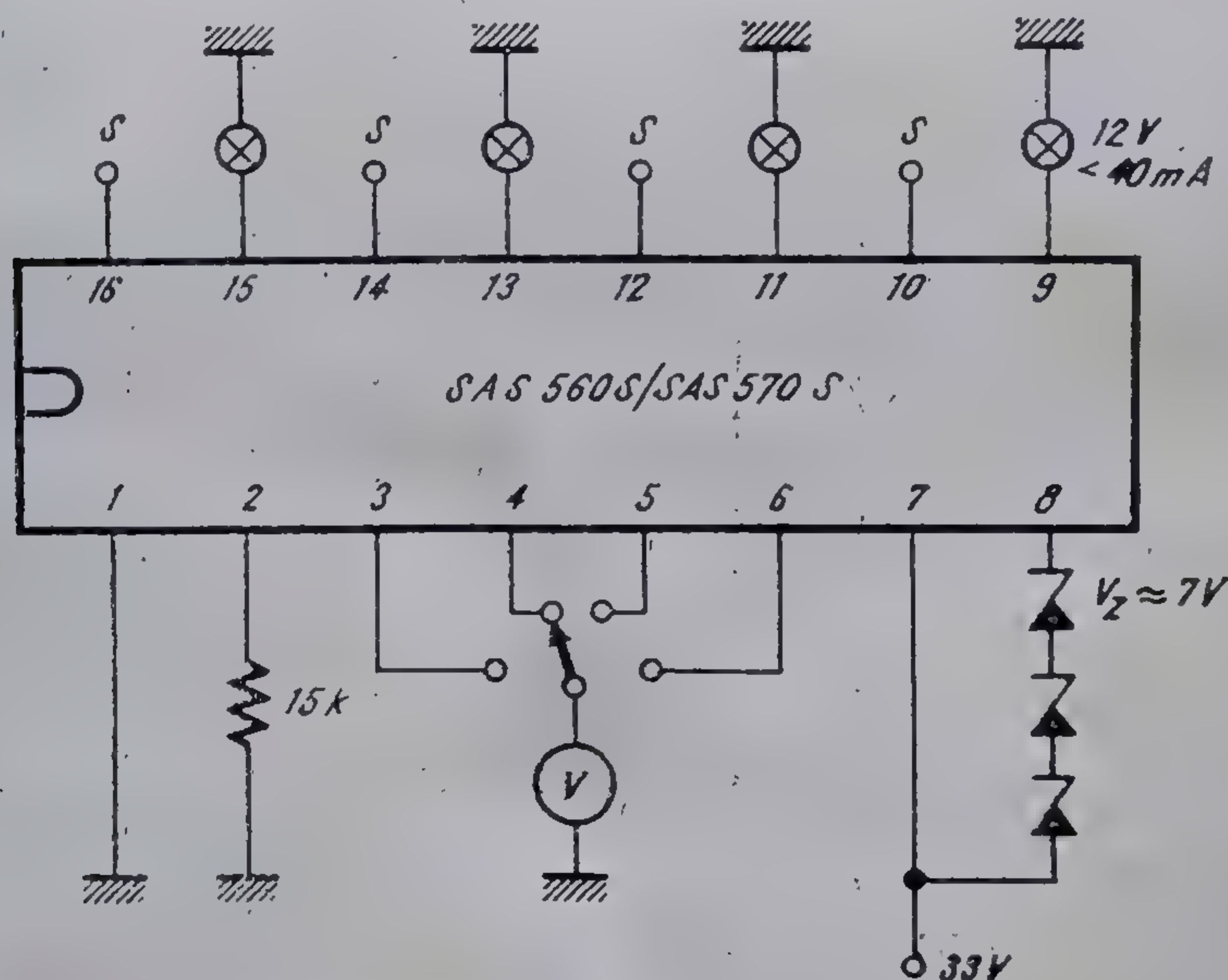
Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea de alimentare la terminalul 7	V_7		10	33	35	V
Tensiunea de alimentare la terminalul 8	V_8		5	12	25	V
Potențialul terminalului 2	V_2	$V_7 = 33\text{ V}$ $V_8 = 12\text{ V}$	4,2 2,6	4,7 3,2	5,5 3,7	V V
cu un senzor acționat cu toți senzorii neacționați				0,9	1,5	V
Tensiunea pe comutatorul pentru afișaj, în conducție	V_{9-8} V_{11-8} V_{13-8} V_{14-8}	$V_7 = 33\text{ V}$ $V_8 = 12\text{ V}$				
Tensiunea pe comutatorul pentru varicap în conducție	V_{3-7} V_{4-7} V_{5-7} V_{6-7}	$V_7 = 33\text{ V}$ $V_8 = 12\text{ V}$		0,15	0,5	V
Variația tensiunii pe comutatorul pentru varicap în conducție în funcție de temperatură		$V_7 = 33\text{ V}$ $V_8 = 12\text{ V}$ $T_a = 25^\circ\text{C} \dots 55^\circ\text{C}$		0,3	1	mV/°C
Curentul de alimentare	I_7	$V_7 = 33\text{ V}$ $V_8 = 12\text{ V}$	0,5	1,4	2,1	mA
Curentul absorbit prin terminalul 7	I_7	$V_7 = 33\text{ V}$ $V_8 = 12\text{ V}$	3,4 3,1	4,7 4,3	5,75 5,35	mA mA
cu un senzor acționat cu toți senzorii neacționați						
Curentul de intrare în amplificator	I_{10} I_{12} I_{14} I_{16}	$V_7 = 33\text{ V}$ $V_8 = 12\text{ V}$		100	300	nA
Curentul rezidual al comutatorului pentru afișaj afișaj în starea blocat		$V_7 = 33\text{ V}$ $V_8 = 12\text{ V}$ $V_9 (11, 13, 15) = 0\text{ V}$			10	μA
Curentul rezidual al comutatorului pentru varicap în starea blocat		$V_7 = 33\text{ V}$ $V_8 = 12\text{ V}$ $V_3 (4, 5, 6) = 0\text{ V}$			1	μA

Notă: Acești parametri sînt măsurați cu circuitul de test din figura 6.10.

Sursa de tensiune înseriată între senzor și masă permite verificarea curentului de intrare la care are loc comutarea. Pentru o valoare a curentului de 300 nA, tensiunea acestei surse se stabilește la $V_g - V_{BE} - 300 \text{ nA} \cdot 30 \text{ M}\Omega = 2,35 \text{ V}$.

6.3.2. Măsurări la utilizator

O verificare rapidă a funcționării circuitelor SAS 560S/SAS 570S se poate face cu montajul din figura 6.11. Ca dispozitive de afișaj se pot utiliza becuri telefonice tip baionetă, alimentate de la o tensiune de 12 V, care nu consumă un curent mai mare de 40 mA.



6.11 Circuitul pentru verificarea rapidă a funcționării.

Atingerea unui senzor S cu degetul trebuie să conducă la aprinderea becului alăturat și la apariția unei tensiuni de aproximativ 33 V la acela dintre terminalele 3, 4, 5 sau 6 care corespunde canalului selecționat. Corespondența între senzori, afișaje și ieșirile pentru varicap se poate vedea în figura 6.1.

În cazul circuitului SAS 560S se va verifica și aprinderea becului de la terminalul 9 la conectarea sursei de alimentare.

6.4. Aplicații

Montajul tipic pentru realizarea comutatorului senzorial pentru un selector cu diode varicap este prezentat în figura 6.12.

Se observă că acționarea senzorului are loc la apariția unui curent care curge între intrarea amplificatorului de pe canalul selecționat și masă prin rezistența degetului; zgomotul este redus de filtrul RC conectat la intrare.

În montajul din figura 6.12 s-a adoptat o variantă diferită a filtrului, iar imunitatea la zgomot a fost îmbunătățită prin creșterea constantei de timp. Este evident că utilizatorii pot adopta pentru filtru și alte variante constructive.

Valoarea rezistențelor înseriate cu intrările circuitului a fost redusă de la $30\text{ M}\Omega$ (valoarea adoptată în circuitul de măsură din figura 6.10) la $10\text{ M}\Omega$; în felul acesta, curentul de comandă este mai mare și se obține o creștere a siguranței comutării.

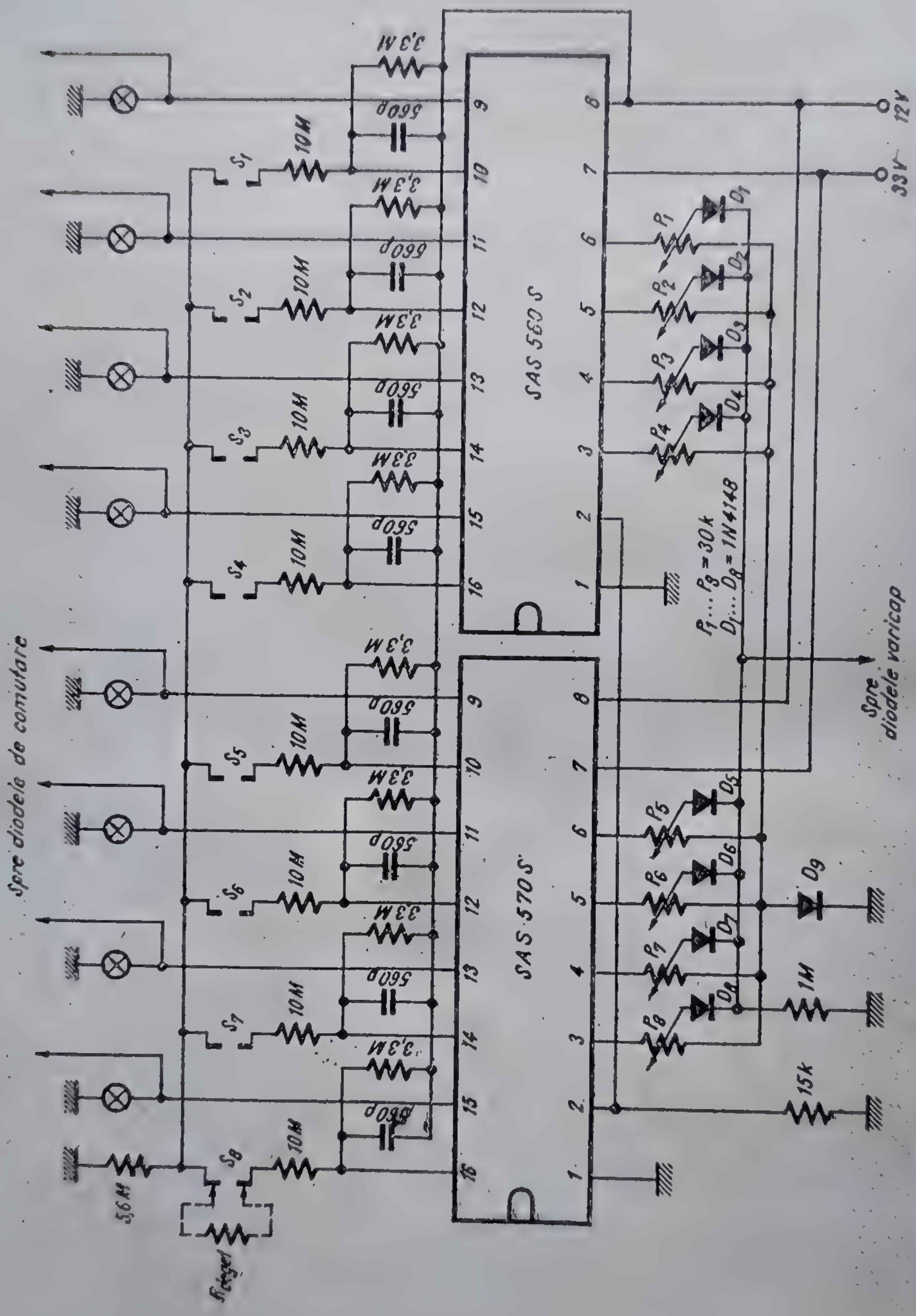
Rezistența de $5,6\text{ M}\Omega$ legată între senzor și masă permite utilizarea comutatorului senzorial în receptoarele TV care nu sînt prevăzute cu transformator de izolare față de rețea. Presupunînd masa aparatului la o tensiune egală cu diferența dintre valoarea maximă a tensiunii rețelei și tensiunea de alimentare, adică de $220\sqrt{2}\text{ V} - 33\text{ V} \approx 275\text{ V}$, rezistența de $5,6\text{ M}\Omega$ va limita valoarea maximă a curentului care poate curge spre pămînt la maximum $275\text{ V}/5,6\text{ M}\Omega = 49,1\text{ }\mu\text{A}$, în limitele acceptate de standarde.

Diodele $D_1 \dots D_8$ asigură izolarea galvanică a cursorilor potențio metrilor; în absența lor, legarea galvanică a cursorilor ar face ca tensiunile pentru varicapuri să aibă reglaje interdependente. Dioda D_9 compensează căderea de tensiune continuă pe dioda de izolare aflată în conducție.

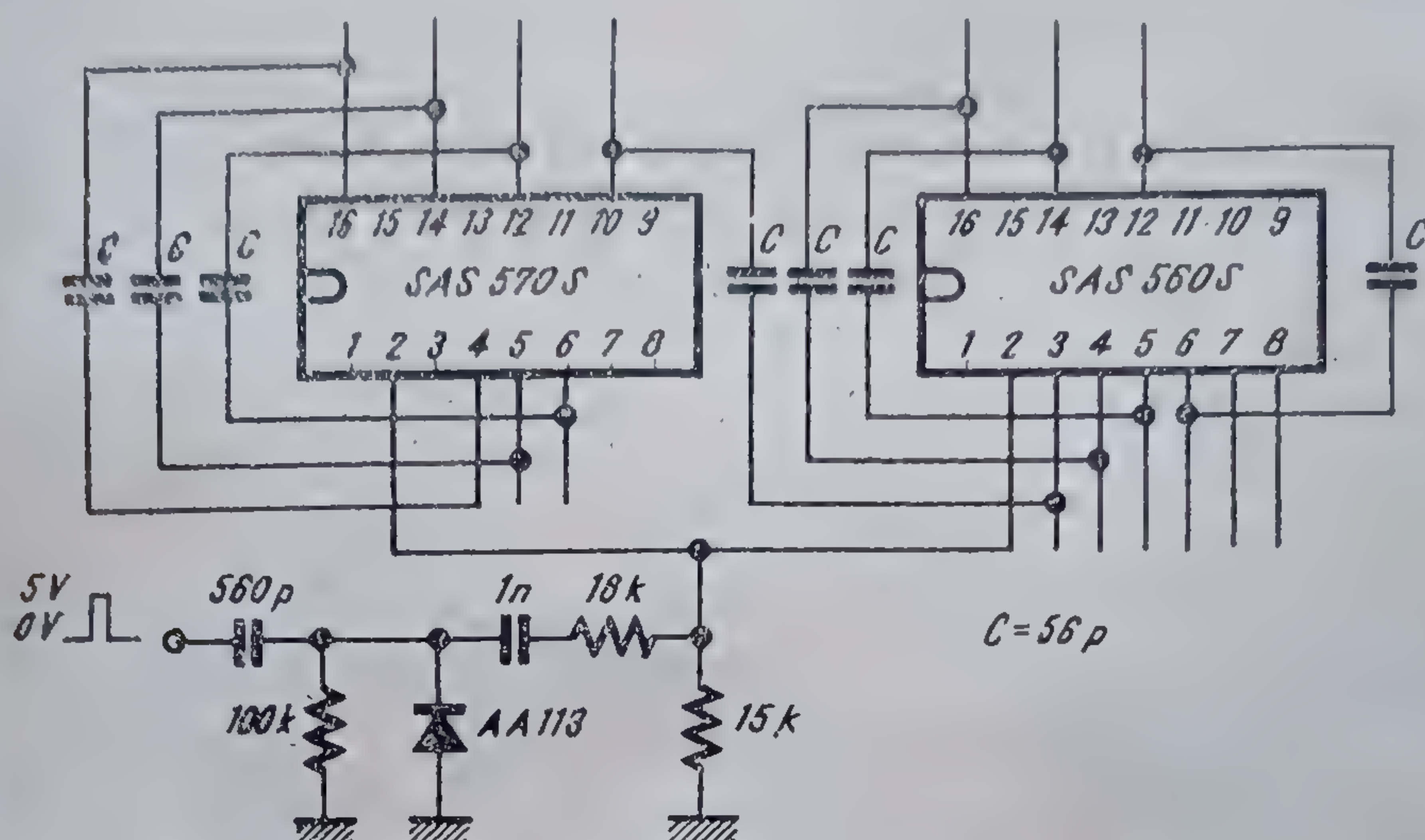
În receptoarele TV dotate cu telecomandă se asigură adesea posibilitatea de a trece de la un program (canal) la cel imediat următor ca număr de ordine prin transmiterea unui semnal de comandă.

Circuitele $SAS\ 560S/SAS\ 570S$ permit realizarea unei funcționări de tip „numărător în inel” în care, la o comandă externă asimilată cu „impulsul de tact”, starea „selecționat” trece de la un canal la următorul canal. Pentru aceasta, în schema din figura 6.12 trebuie să se introducă elemente suplimentare, conectate ca în figura 6.13. În esență este vorba de culparea capacitivă a ieșirii pentru varicap a fiecărui canal cu intrarea canalului următor.

Comanda pentru deplasarea stării se dă prin ridicarea forțată peste valoarea de prag (V_2 , vezi relația 6.6) a potențialului terminalului 2, ceea ce conduce la blocarea tuturor canalelor. În absența impulsului de comandă, condensatorul de la ieșirea de varicap a canalului selecționat se încarcă la aproximativ 33 V . Cînd canalul respectiv se blochează, tensiunea la ieșirea



6.12 Comutator senzorial cu 8 canale pentru tuner cu diode varicap realizat cu circuitele SAS 560S/SAS 570S.



6.13 Schema interconectării canalelor pentru funcționarea ca numărător în inel.

pentru varicap scade la 0 V; curentul de descărcare al capacității curge prin amplificatorul de intrare al canalului următor, determinând bascularea acestuia în starea de canal selecționat.

Se va observa că legarea între ultimul canal și primul este omisă, trecerea stării fiind în acest caz asigurată de circuitul de prioritate.

6.5. Alte circuite

Comutatoarele senzoriale SAS 560S/SAS 570S fabricate de IPRS-BĂNEASA sînt echivalente cu tipurile omonime elaborate inițial de SIEMENS. Alte firme cum ar fi TELEFUNKEN, TUNGSRAM, TESLA, INTERMETALL fabrică aceste circuite integrate cu aceeași denumire.

Istoric, primele comutatoare senzoriale integrate au fost circuitele SAS 560/SAS 570. Varianta cu sufixul S prezintă îmbunătățiri substanțiale între care încorporarea stabilizatorului de tensiune și mărirea capacității în curent a comutatorului pentru afișaj, rămînînd compatibilă terminal cu terminal cu varianta veche. Consecința firească a fost scoaterea din fabricație a circuitelor SAS 560/SAS570.

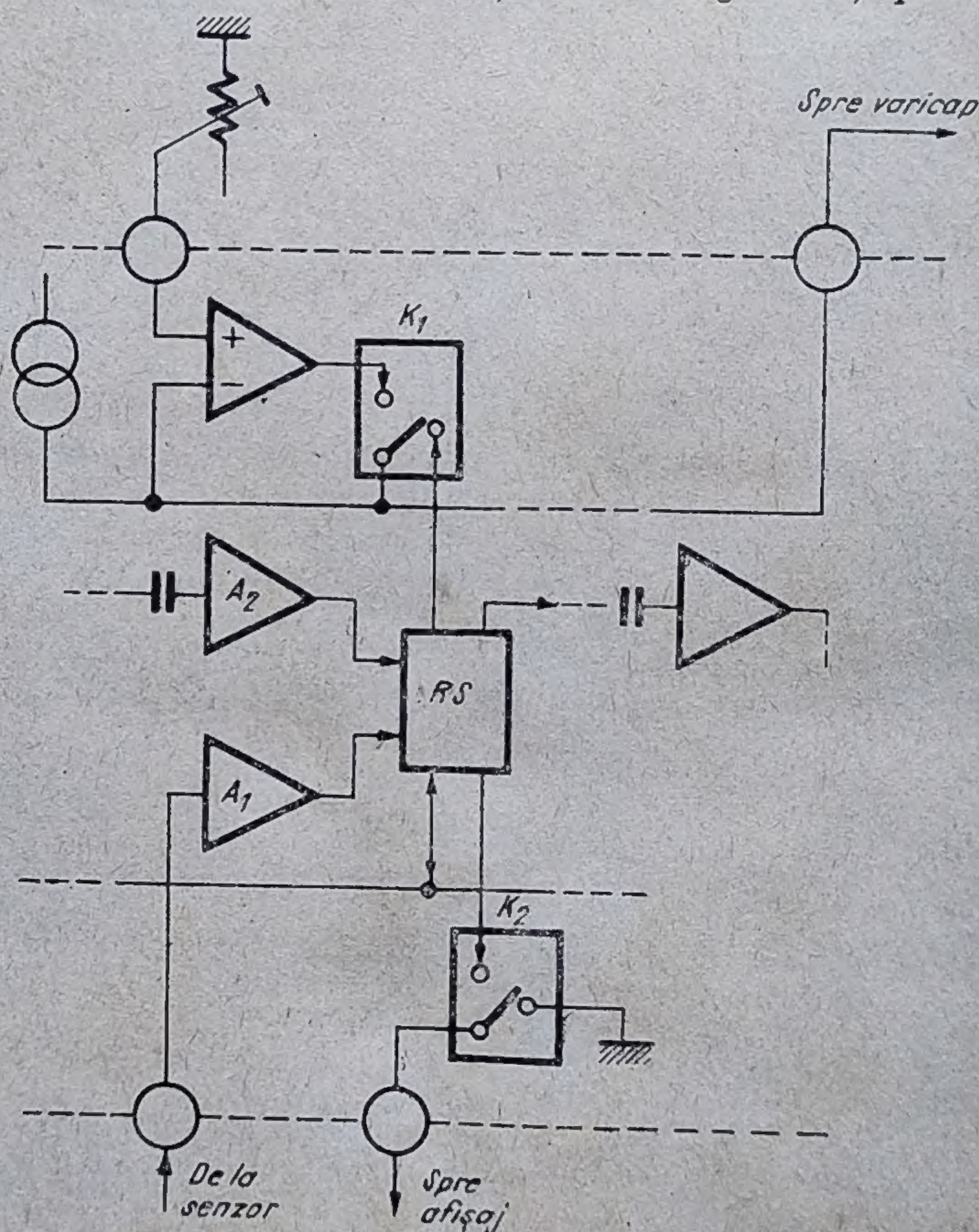
Pornind de la aceste tipuri, firma SIEMENS a elaborat mai multe variante:

- SAS 580/SAS 590;
- SAS 5800/SAS 5900 (produs și de TELEFUNKEN);
- SAS 6800/SAS 6810.

6.5.1. SAS 580/SAS 590

Circuitele SAS 580/SAS 590 încorporează atât îmbunătățiri ale soluțiilor adoptate pentru circuitele SAS 560S/SAS 570S cât și idei noi.

Circuitul SAS 580 asigură prioritatea canalului 1 la conectarea sursei de alimentare. Ambele circuite necesită o singură sursă de tensiune de circa 30V. Ele acceptă însă și o subalimentare, în așa-numitul *regim de așteptare* (stand-by)



6.14 Schema bloc a unui canal din circuitele SAS 580S/SAS 590.

Regimul de așteptare este introdus în anumite receptoare TV pentru a reduce drastic durata proceselor tranzistorii de la pornire; soluția adoptată în acest caz este menținerea într-o stare de subalimentare a blocurilor și dispozitivelor cu regimuri tranzistorii lungi (de pildă, filamentul tubului cinescop este menținut cald, deși nu la temperatura nominală). Receptorul este prevăzut cu două comutatoare: unul asigură trecerea din regimul activ în regimul de așteptare, celălalt fiind comutatorul general care decuplează complet alimentarea.

În regim de așteptare, circuitele SAS 580/SAS 590 conservă starea de canal selecționat în poziția în care se afla la încetarea regimului activ.

Numărătorul în inel este încorporat în circuitele integrate SAS 580/SAS 590; principiul constructiv rămânând același ca în SAS 560S/SAS 570S; în figura 6.14 calea pe care se transmite starea de canal selecționat este reprezentată de amplificatorul A_2 .

Inovația cea mai importantă este însă adoptarea unei scheme noi pentru comutatorul pentru varicap, bazată pe utilizarea unui amplificator diferențial în montaj de repetor (comutatorul K_1 în figura 6.14).

Se asigură astfel o precizie și o stabilitate net superioare pentru tensiunea de polarizare a diodelor varicap. În același timp, se poate elimina culegerea tensiunilor de polarizare pre-programate cu diode (diodele $D_1 \dots D_8$ din figura 6.12 sînt inutile), circuitul avînd o singură ieșire pentru tensiunea de polarizare a diodelor varicap.

Comutatorul pentru afișaj este un tranzistor *npn* cu colectorul în gol; tensiunea de străpungere BV_{CES} este mai mare de 60 V, permițînd includerea tuburilor Nixie între dispozitivele de afișaj utilizabile.

Circuitele sînt montate într-o capsulă *DIL* (Dual In Line) cu 18 terminale.

6.5.2. SAS 5800/SAS 5900

Perechea de circuite SAS 5800/SAS 5900 abandonează utilizarea numărătorului în inel. În locul său în SAS 5800 se introduc blocuri speciale pentru a asigura comutarea silențioasă a programelor.

Circuitul SAS 5800 sesizează acționarea unui senzor prin ridicarea tensiunii pe rezistența de cuplare a bistabililor *RS* care, în această proiectare, sînt de tipul „stăpîn-sclav”. „Stăpînul” comandă comutatorul pentru afișaj iar „sclavul”, separat de „stăpîn” printr-o poartă, comandă comutatorul pentru tensiunea diodelor varicap.

Poarta introdusă între „stăpînul” și „sclavul” de pe același canal are rolul de a sigura o întârziere controlată (reglată de circuitul de muting) între acționarea senzorului și aplicarea tensiunii pe diodele varicap. În tot acest timp, circuitul produce un impuls pozitiv de muting, utilizabil pentru inhibarea căii de sunet.

Circuitul SAS 5800 se prezintă într-o capsulă *DIL* cu 22 terminale, iar SAS 5900 într-o capsulă *DIL* cu 18 terminale.

6.5.3. SAS 6800/SAS 6810

Pornind de la blocurile fundamentale, elaborate pentru comutatoarele senzoriale destinate selecționării programelor, s-au elaborat și circuite pentru realizarea altor comutări, necesare în receptoare sau în aparatura industrială.

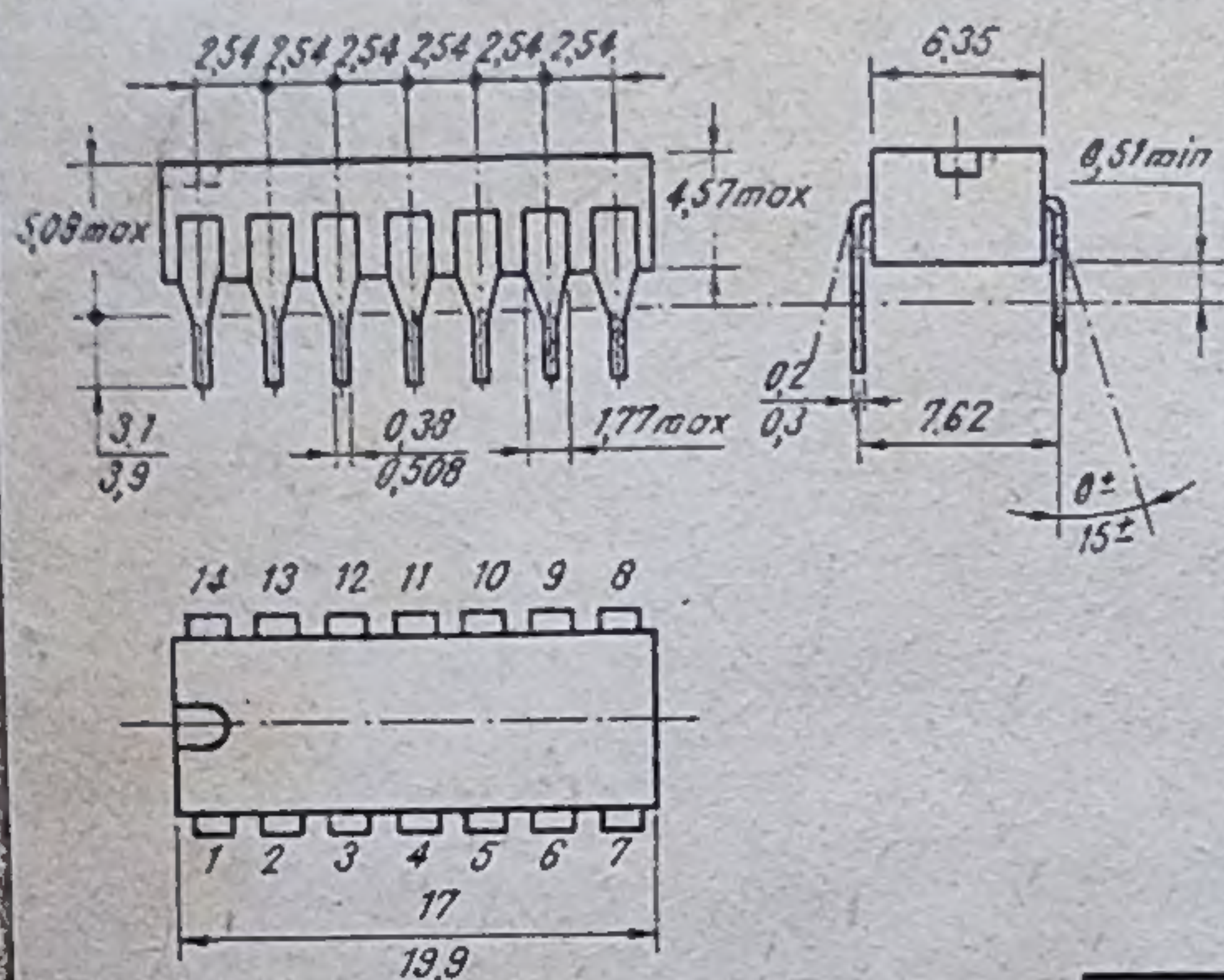
Înlocuirea bistabilului RS cu un bistabil T face ca starea ieșirii să se modifice la fiecare acționare a senzorului.

Circuitul SAS 6800 conține cinci astfel de comutatoare independente într-o capsulă DIL cu 18 terminale, iar SAS 6810 conține un singur comutator într-o capsulă DIL cu 6 terminale. Amândouă acceptă regimul de așteptare, memorînd starea ieșirilor.

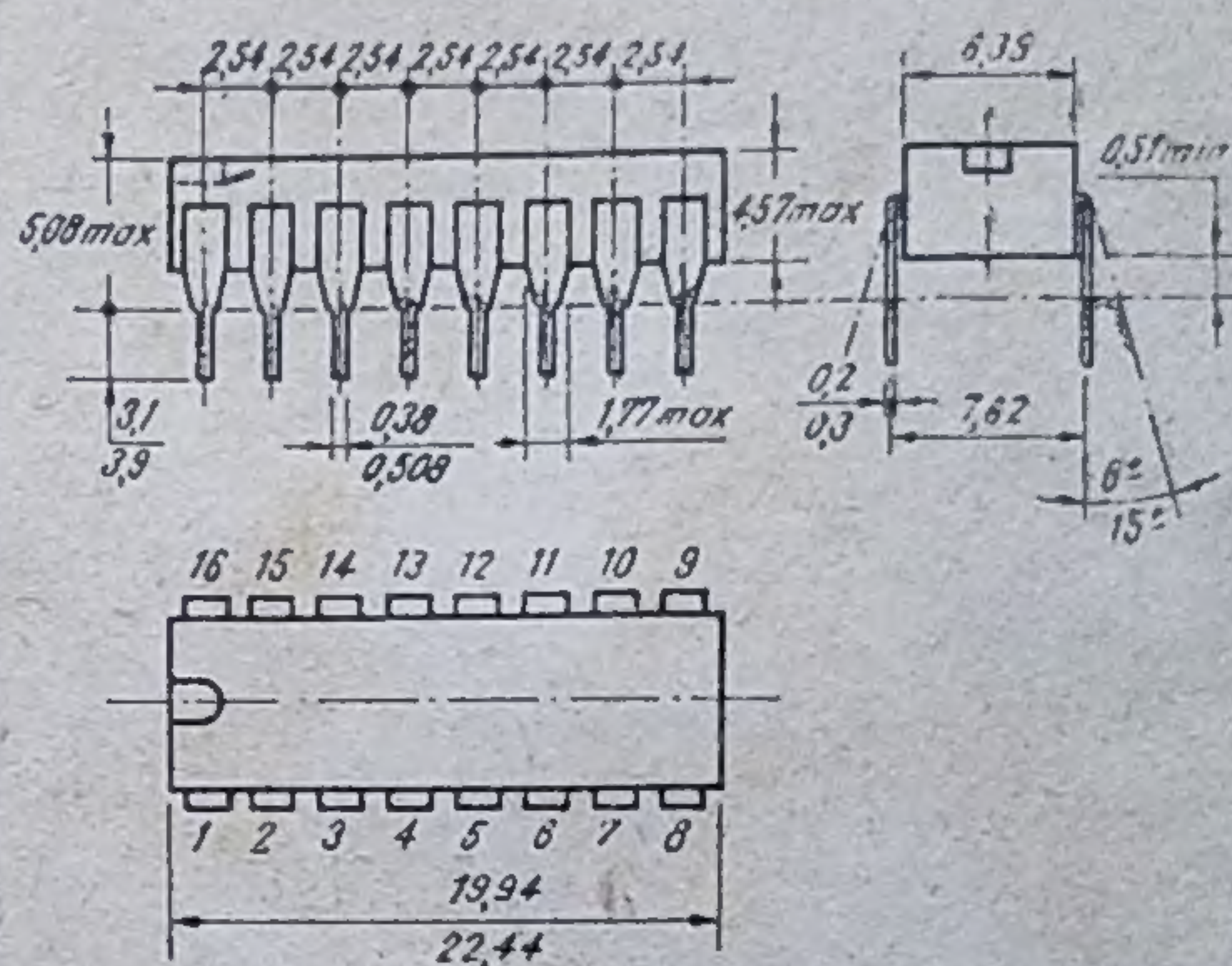
BIBLIOGRAFIE

* * * ICs for entertainment electronics, *SIEMENS*, Data book 1978/79.

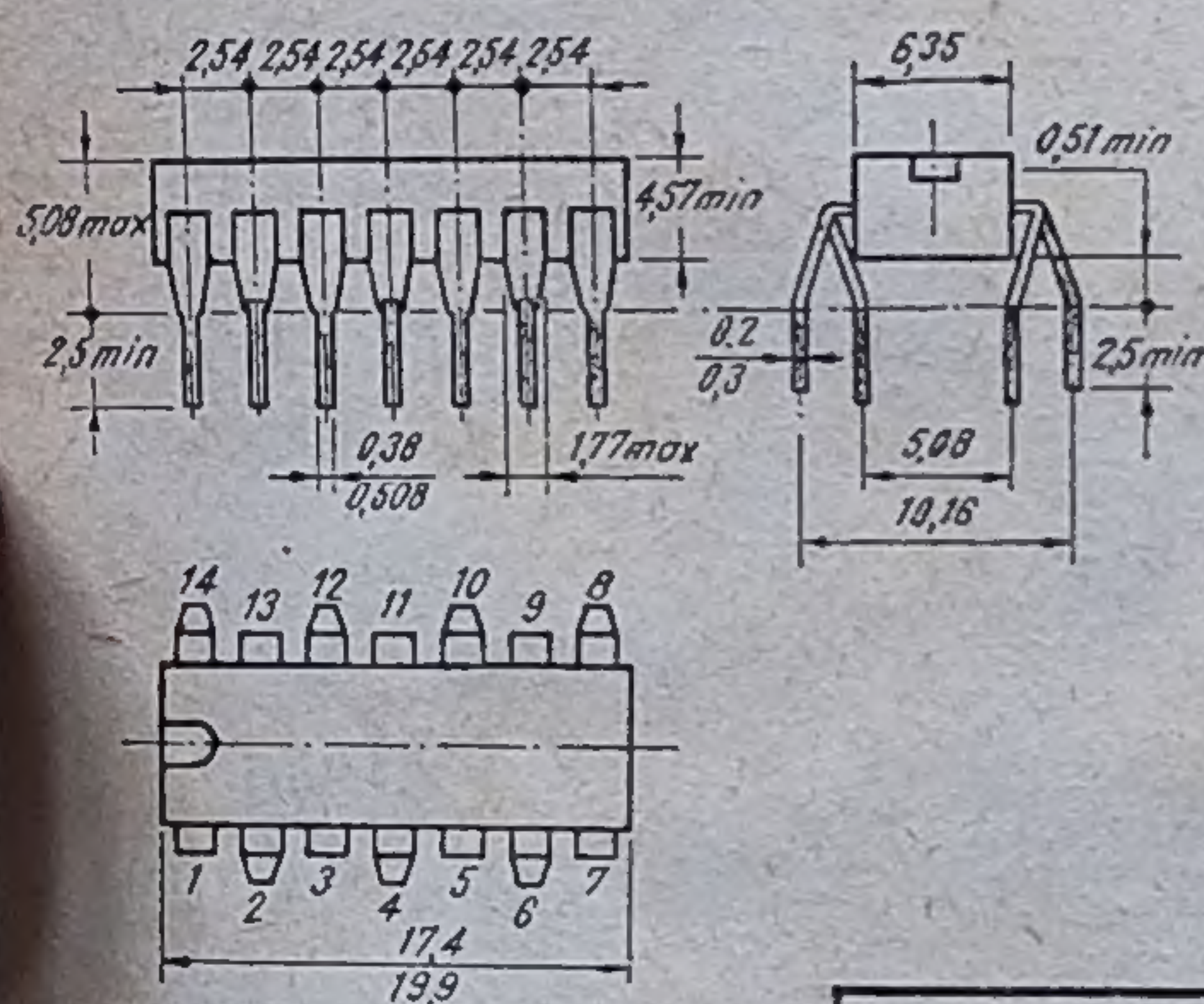
DIMENSIUNILE CAPSULELOR CIRCUITELOR INTEGRATE



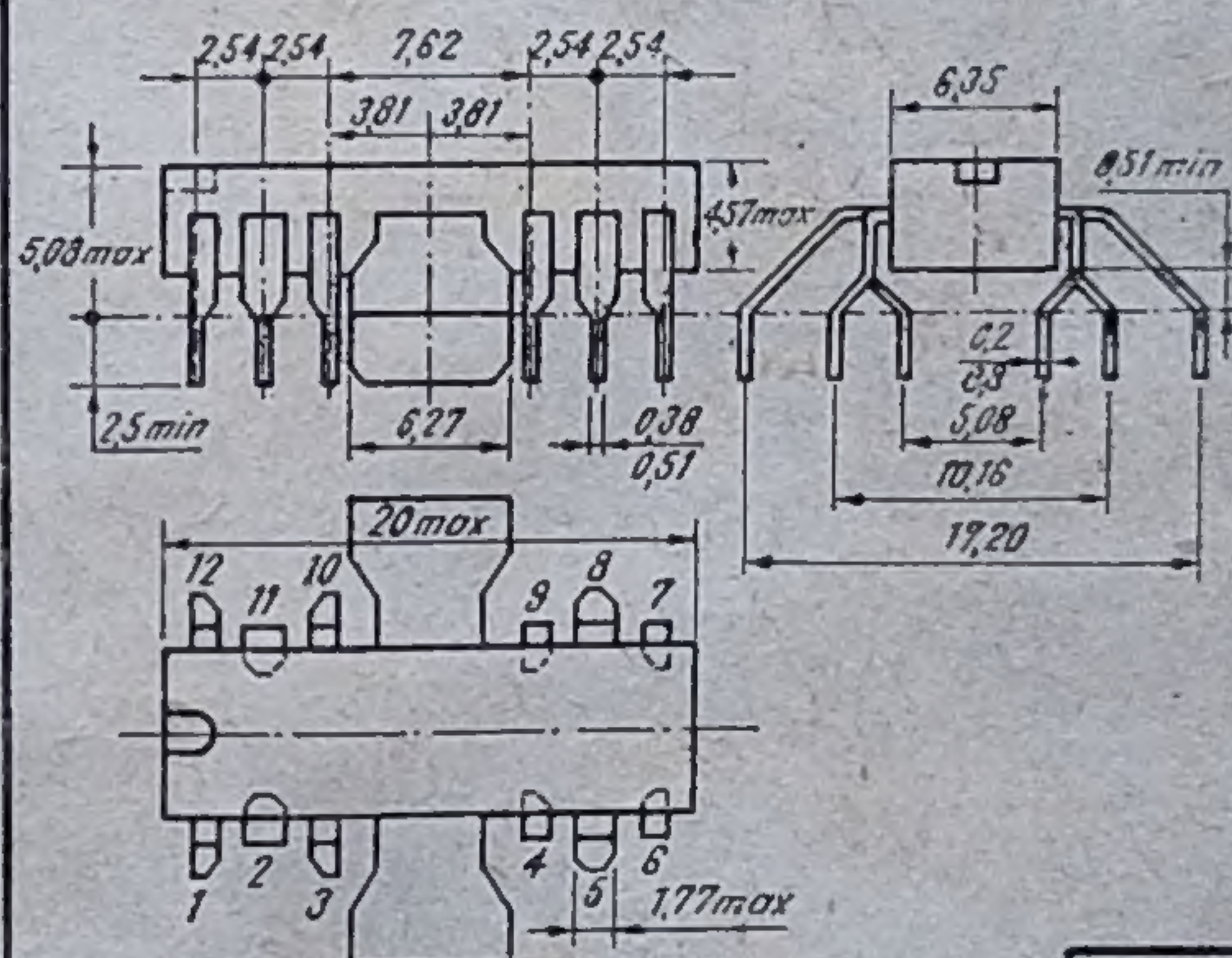
TO-116



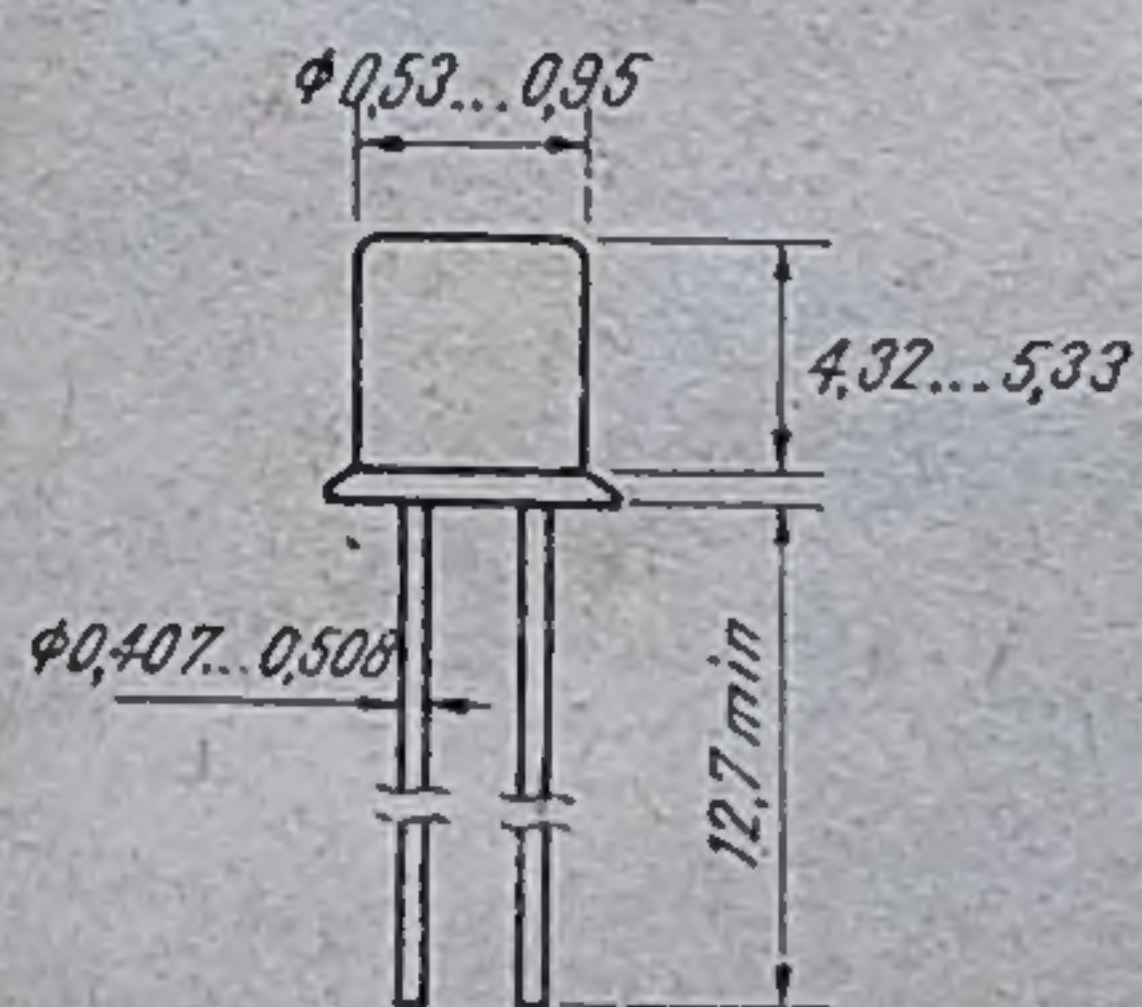
TO-117



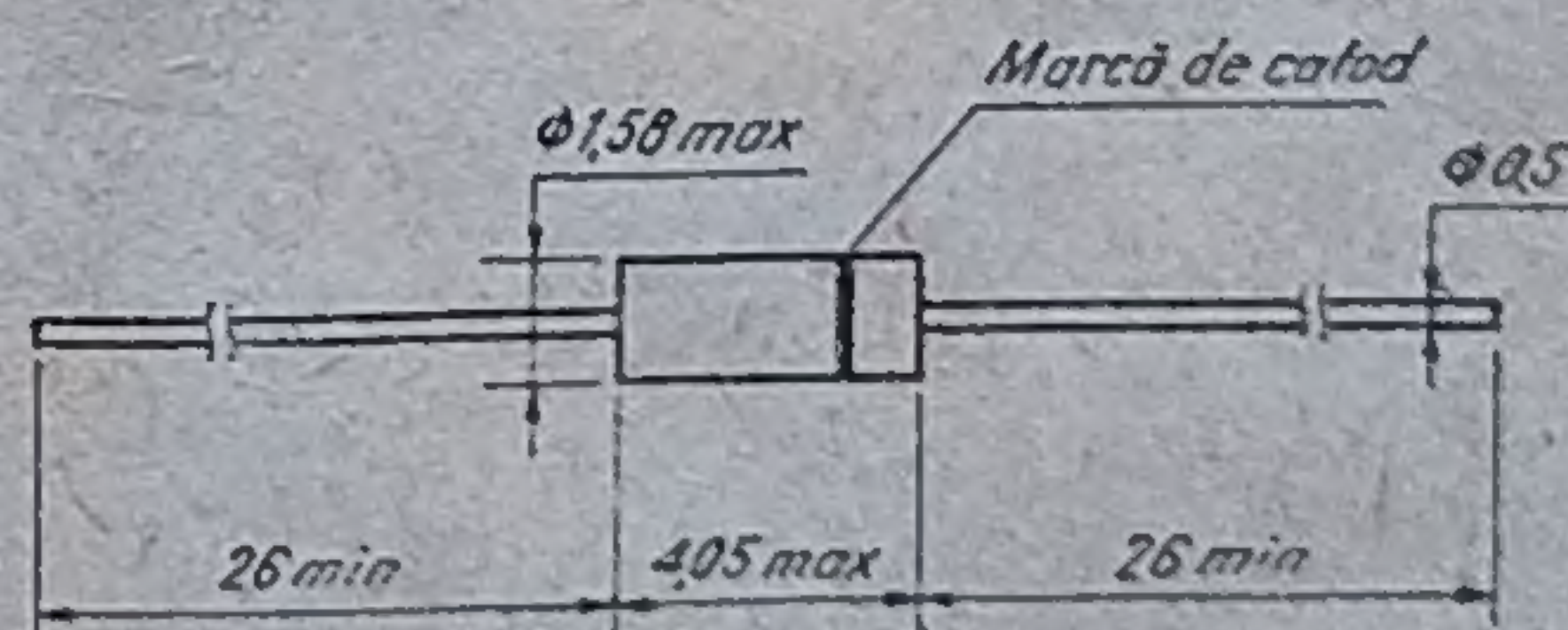
TO-116 split-DIP



CB109



TO-18/2



DO35